

УЧРЕЖДЕНИЕ
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ
им. Г.И. Будкера СО РАН
СИБИРСКОГО ОТДЕЛЕНИЯ РАН
(ИЯФ СО РАН)

А.М. Батраков, П.Д. Воблый, Г.А. Фаткин

ПРОТОТИП БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ
С ДАТЧИКАМИ ХОЛЛА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ
МНОГОПОЛЮСНЫХ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

ИЯФ 2009-24

НОВОСИБИРСК
2009

Прототип быстродействующей системы с датчиками Холла для измерения многополюсных магнитных элементов

А.М. Батраков, П.Д. Воблый, Г.А. Фаткин

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

Аннотация

В работе описан опытный вариант системы для измерения многополюсных магнитных элементов с помощью непрерывно перемещаемых датчиков Холла. Сигналы с датчиков считываются 18-битным АЦП последовательного приближения строго синхронно с определением координаты. Положение датчиков определяется интерферометром. Исследованы параметры вертикальных датчиков Холла, измеряющих две координаты поля в одной точке пространства и их применимость в такой системе.

Prototype of fast Hall sensor system for multipole magnetic elements measuring

A.M. Batrakov, P.D. Vobly, G.A. Fatkin

Budker Institute for Nuclear Physics
630090, Novosibirsk, Russia

Abstract

The paper describes an experimental variant of system for multipole magnetic elements measurements with continuously moving Hall sensors. Signals from sensors are retrieved using 18-bit SAR ADC synchronously with determination of coordinate. Sensor's position is measured using interferometer. An applicability of two-axis vertical Hall sensors, measuring two field coordinates in one point of space, for the system is analyzed and their parameters are measured.

Содержание

| | |
|--|----|
| Введение | 5 |
| 1 Структура системы | 7 |
| 2 Измерительный тракт | 9 |
| 2.1 Двухкоординатные вертикальные датчики Холла | 9 |
| 2.2 Аналогово-цифровой преобразователь | 12 |
| 2.3 Усилитель | 12 |
| 2.4 Параметры электроники | 15 |
| 3 Интерферометр | 16 |
| 4 Управляющая логика | 18 |
| 5 Измерение характеристик двухкоординатных датчиков Холла 2D-VH-11 | 20 |
| 5.1 Смещение нуля, чувствительность и нелинейность | 22 |
| 5.2 Температурные дрейфы | 24 |
| 5.3 Неортогональность и кросс-чувствительность | 26 |
| Заключение | 31 |
| Список литературы | 32 |

Введение

Разработки новой холловской системы магнитных измерений, описанные в работе [1], были направлены на создание новой электроники и программных средств и никак не затрагивали прочие компоненты исторически сложившейся в ИЯФ структуры системы и процедуры измерений. Важным элементом структуры, определяющим наряду с электроникой качество измерений, является устройство позиционирования датчиков. Традиционная методика состоит в том, что каретка с набором датчиков перемещается вдоль траектории пучка с помощью шагового двигателя с редуктором и микровинтом, останавливаясь в определённых точках для проведения измерения. Относительная координата каретки (перемещение) определяется по шагам двигателя с учётом коэффициента редуктора и шага микровинта. Время обмера одного датчика — 80 мс, длительность одного цикла, включая перемещение — 2–4 сек, четырёхметровый магнит измеряется за 40–50 мин.

В таком способе измерений полная погрешность складывается из ошибок электроники, собственной погрешности датчиков и ошибок, связанных с неточностью определения их пространственного положения. Суммарный вклад электроники и собственной ошибки одного датчика в результате калибровки может быть сведен к 0.2–0.4 Гс в диапазоне полей 1–2 Т; ошибки группы датчиков примерно вдвое больше из-за разброса их индивидуальных характеристик. В пространственную погрешность вносят вклад три составляющих: различие углов крепления кристаллов на носитель, разброс во взаимном положении отдельных датчиков на носителе и ошибка определения координаты каретки как целого. Погрешность из-за неточности определения углов установки может быть учтена путём предварительной калибровки. Большие трудности вызывает точное определение координаты каждого датчика. Сделать это с ошибкой меньшей, чем ± 40 мкм весьма проблематично. На участках с большим градиентом поля погрешность из-за неточного позиционирования становится превалирующей.

Обратимся к рис. 1, на котором показана ошибка определения координаты каретки как целого, перемещаемой одной из применяемых в ИЯФ

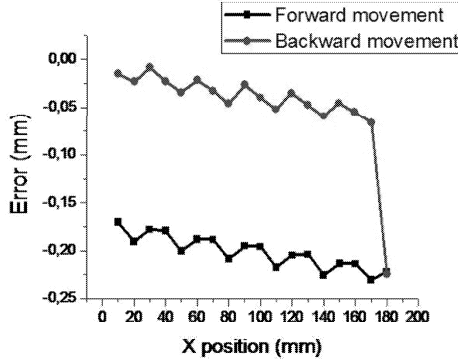


Рис. 1. Ошибка позиционирования каретки в зависимости от координаты.

подвижек. Ошибка вычислялась как разность между перемещением, полученным по шагам двигателя, и перемещением, измеренным с помощью лазерного интерферометра, описанного в данной работе. Видна погрешность коэффициента пересчёта шагов в координату, биения микровинта с амплитудой 50 мкм и гистерезис при смене направления. Можно оценить, что для таких погрешностей позиционирования при градиентах поля ≈ 30 Т/м (300 Гс/мм: вигглер с амплитудой поля 1 Т и периодом 20 см) ошибка достигнет ± 0.025 мм $\cdot 300$ Гс/мм = ± 8 Гс. Таким образом, метод определения координат в традиционной системе вполне адекватен лишь задачам измерения "гладких" полей, как в дипольных магнитах, или линзах, но плохо подходит для измерений таких устройств, как вигглеры и ондуляторы, особенно с малым периодом поля.

В завершении краткого анализа ошибок из-за пространственного положения датчиков отметим, что описанные выше проблемы заметно усугубляются, если необходимы измерения ортогональных (B_x , B_y) компонент поля. Возникает дополнительная задача учёта влияния ортогонального поля на каждый индивидуальный датчик, имеющий свою координату и угол установки.

Дальнейшим развитием холловских систем в ИЯФ может стать описываемый ниже прототип системы для измерения полей "на лету". Потребности в системе с точным измерением координат датчика возникли сравнительно недавно в связи с заметным увеличением работ по изготовлению многополюсных магнитных элементов. Так, например в 2005 г. были изготовлены три эллиптических ондулятора для синхротрона SOLEIL, в 2006-2007 гг. – 20 вигглеров-затухателей для ускорителя

PETRA-III, в 2009 г. — на момент написания данной работы — готовится контракт на изготовление 71 ондулятора для XFEL в DESY. В этой связи представляется разумным и своевременным создание в ИЯФ точной холловской системы, ориентированной на измерения многополосных магнитных элементов с малым периодом. Целью данной работы является разработка и испытание прототипа такой системы, а также исследование применимости двухкоординатных вертикальных датчиков Холла в таких измерениях.

Координатная погрешность может быть существенно уменьшена, если в состав оборудования включить инструмент для точных измерений перемещений, а на носителе устанавливать только один датчик, исключив погрешность вследствие разброса индивидуальных координат, как в носителях с несколькими датчиками. Однако в этом случае потребуются несколько продольных проездов, каждый раз со сдвигом в поперечном направлении. Соответственно, для сохранения того же полного времени измерения магнитного элемента необходима более быстродействующая электроника.

1 Структура системы

На рис. 2 показана схема быстродействующей системы, обеспечивающей измерение поля с помощью непрерывно перемещаемого датчика Холла.

Термостабилизированный носитель с двухкоординатным датчиком Холла крепится на каретке, перемещаемой в поле с заданной скоростью. Для измерения расстояния применяется лазерный интерферометр, подвижный уголкового отражателя которого крепится на каретку. Модуль-адаптер содержит аналого-цифровую электронику для работы с двухкоординатным датчиком и цифровые узлы для съёма координаты с интерферометра. В процессе измерения (при непрерывном перемещении каретки) по сигналу триггера от схемы управления фиксируется текущее значение координаты Z , и измеряются мгновенные напряжения сигналов в каналах B_x и B_y . Абсолютно синхронные значения B_x , B_y и координаты Z заносятся в память. С помощью мультиплексора обмеряются технологические каналы, не требующие синхронности: токи датчиков, напряжение калибровки, нули, температура носителя.

В литературе описаны схожие быстродействующие холловские системы, созданные в физических центрах, где разрабатываются, используются и измеряются вигглеры и ондуляторы [2]. Однако, обычно они базируются на промышленной аппаратуре (вольтметры, источники тока,...),

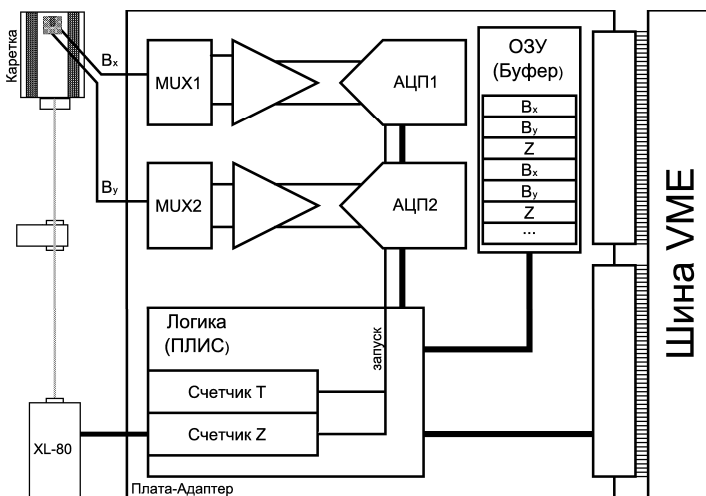


Рис. 2. Структурная схема быстродействующей системы для холловских измерений.

объединённой в систему. Нашей же целью было создание специализированного модуля, решающего задачу измерения поля и координаты. Модуль выполнен в конструктиве VME таким образом, чтобы сочетаться с существующими в ИЯФ программно-аппаратными решениями применявшимися, например для магнитных измерений [3].

Проанализируем требования к погрешности измерения координаты и временным характеристикам аппаратуры. Примем период поля λ магнитного элемента, равным 50 мм, а максимальную скорость перемещения 20 мм/сек. При такой скорости время одного проезда четырёхметрового магнитного устройства составит 200 с (3.3 мин). Принимая в оценочных расчётах закон изменения поля синусоидальным: $B = B_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda}$, нетрудно получить, что погрешность измерения составит $5 \cdot 10^{-5}$ при ошибке определения координаты 1мкм. Далее, определим допуск на точность синхронизации при измерении поля и координаты:

$$\delta B = \delta x B_0 \frac{2\pi}{\lambda} \cos \frac{2\pi x}{\lambda}, \quad (1)$$

при равномерном движении со скоростью v , подставляя $\delta x = v\delta t$, полу-

чим:

$$\delta t \leq \frac{\delta B}{B_0} \frac{\lambda}{2\pi v}, \quad (2)$$

откуда для $\lambda=50$ мм, имеем $\delta t \leq 20$ мкс.

Таким образом, несинхронность фиксации координаты и мгновенного значения поля не должна выходить за интервал 20 мкс. Для цифровых узлов это требование не вызывает затруднений, но тракт аналого-цифрового преобразования должен быть спроектирован очень тщательно, чтобы иметь не только соответствующую динамику, но также приемлемый уровень шумов, нелинейности и статические погрешности.

Следует обратить внимание, что существенный вклад в ошибку при быстром перемещении каретки будет вносить эффект электромагнитной индукции. Действительно, из закона Фарадея просто оценить площадь S , захватываемую контуром, для появления в контуре ЭДС E , при скорости изменения поля $\frac{dB}{dt}$:

$$S = \frac{E}{\frac{dB}{dt}} = \frac{E\lambda}{2\pi Bv}, \quad (3)$$

отсюда, если мы хотим, чтобы индуцированная на проводе ЭДС была меньше 4 мкВ (0,1 Гс), то площадь захватываемая контуром должна быть: $S < 4$ мкВ/3Т/с $\approx 1 \cdot 10^{-6}$ м² ≈ 1 мм². Соответственно, особое внимание следует уделить аккуратному расположению выводящих проводов, с целью уменьшить захватываемую площадь. Дальнейшему исследованию также подлежат эффекты вибраций при перемещении каретки на точность измерений.

2 Измерительный тракт

Рассмотрим более детально элементы измерительного тракта. Измерительный тракт состоит из собственно датчика, мультиплексора, усилителя и аналого-цифрового преобразователя. Для того, чтобы обеспечить строго синхронную выборку V_x , V_y и продольной координаты Z , сделано два одинаковых канала.

2.1 Двухкоординатные вертикальные датчики Холла

Плоскостные датчики Холла, использующиеся в настоящее время для магнитных измерений, представляют из себя плоские полупроводниковые

пластины. Они измеряют компоненту поля, перпендикулярную поверхности датчика. В 1984 году Р.С. Попович предложил датчик Холла с вертикальной структурой. Датчик Холла с вертикальной структурой позволяет измерять компоненту магнитного поля, параллельную его поверхности. С устройством датчика Холла с вертикальной структурой можно ознакомиться в [4].

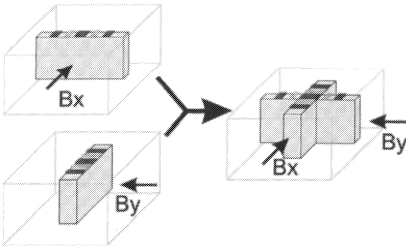


Рис. 3. Совмещение двух ортогонально расположенных датчиков Холла с вертикальной структурой дает двухкоординатный датчик Холла, иллюстрации из [5].

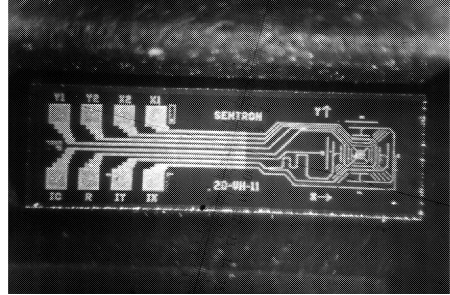


Рис. 4. Фотография датчика 2D-VH-11, выпускаемого фирмой SENIS. Геометрические размеры: $2.5 \times 0.8 \times 0.35$ мм, чувствительный объем: $0.25 \times 0.25 \times 0.20$ мм.

Если совместить два ортогонально расположенных вертикальных датчика Холла (рис. 3), то мы получим устройство, обладающее возможностью одновременного измерения двух компонент магнитного поля, параллельных его поверхности. Такое устройство называется двухкоординатным датчиком Холла с вертикальной структурой (two-axis Hall element) [5]. Преимущество таких датчиков состоит в том, что они позволяют определять одновременно обе компоненты магнитного поля в одной точке пространства. В настоящее время фирма SENIS, основанная Р.С. Поповичем, занимается изготовлением двухкоординатных вертикальных датчиков Холла. В качестве опытных образцов были приобретены кристаллы двухкоординатных датчиков. Однако оказалось, что “голые” полупроводниковые кристаллы специфицируются по крайне ограниченному набору параметров (см. табл. 1), в связи с чем было решено провести измерения, описанные в части 5.

Двухкоординатный датчик Холла, выпускаемый фирмой SENIS [6] под названием 2D-VH-11 изображен на рис 4. Он представляет из себя полупроводниковый кристалл размером $2.6 \times 0.8 \times 0.35$ мм, который

Таблица 1. Характеристики кристалла 2D-VH-11 приведенные в спецификации.

| | |
|--|-----------------------|
| Входной ток ($I_C - I_X - I_Y$) | 2 мА |
| Чувствительность | 40 мкВ/Гц |
| ТКС входа | 0.7 %/°C |
| $R_{\text{вых}}(X1 - X2 \text{ и } Y1 - Y2)$ | 7.2 КΩ |
| Напряжение смещения | < 10 мВ (250 Гц) |
| Чувствительный объем | 0.25 × 0.25 × 0.20 мм |

имеет 8 контактов: токовые контакты IC, IY, IX, 4 чувствительных контакта: Y1, Y2, X1, X2 и контакт R, соединенный с изолирующим р+ кольцом. Токовые контакты предназначены для задания тока в датчик, чувствительные — для снятия сигнала, а контакт R предназначен для подачи запирающего напряжения на изолирующее кольцо.

Следует заметить, что кристалл имеет довольно высокую чувствительность 40 мкВ/Гц (типичные планарные датчики Холла, применяемые в настоящий момент, имеют чувствительность 6÷12 мкВ/Гц). Кроме того, датчик имеет маленькие геометрические размеры, что создает трудности при его распайке. Для решения проблем с установкой и распайкой, в ходе предыдущей работы [4] была создана подложка, представленная на рис. 5.

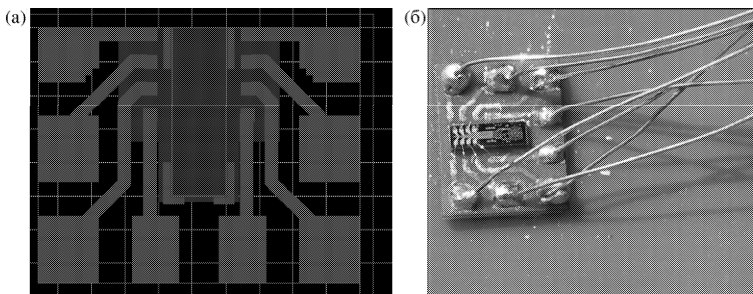


Рис. 5. Топология изготовленной в ходе работы [4] подложки двухкоординатного датчика Холла (а). Двухкоординатный датчик Холла, установленный на подложке (б).

2.2 Аналогово-цифровой преобразователь

Строго синхронная выборка двух сигналов наиболее удачно достигается, если использовать АЦП поразрядного уравнивания с устройством выборки-хранения на входе. Если определить диапазон измеряемых полей ± 25 кГц и стремиться к разрешающей способности $\pm 0.2 \div 0.4$ Гс, то необходим АЦП с эффективной разрядностью 17 бит, т.е. имеющий отношение сигнал/шум (SNR) не хуже 100дБ. Для использования в прототипе был выбран преобразователь AD7678 компании Analog Devices [7]. Его параметры приведены в таблице 2. АЦП поразрядного уравнивания, в отличие от более распространенных высокоразрядных $\Sigma - \Delta$ АЦП, позволяет четко синхронизировать моменты считывания координаты и измерения поля.

Таблица 2. Параметры АЦП AD7678.

| | |
|-------------------------------------|-----------------------------|
| Разрядность | 18 бит |
| Эффективная разрядность на 1 кГц | 16,4 бит |
| Отношение сигнал-шум | 99,5 дБ |
| Шум от пика до пика | 120 мкВ |
| Интегральная нелинейность (типовая) | $\leq \pm 0,7$ LSB |
| Входной диапазон (максимальный) | ± 5 В |
| Дрейф нуля | $\pm 0,5$ ppm/ $^{\circ}$ C |
| Дрейф коэффициента передачи | $\pm 1,6$ ppm/ $^{\circ}$ C |
| Производительность | 100 kSPS |
| Время выборки | 8,5 мкс |
| Время преобразования | 1,5 мкс |

Статические характеристики и дрейфы не столь существенны, так как в модуле-адаптере используется калибровка нулей и масштаба и последующая программная коррекция данных.

2.3 Усилитель

Сформулируем требования к усилителю, выполняющему функции согласования датчика и АЦП. Он должен иметь дифференциальный вход с подавлением синфазного сигнала в области низких частот не хуже 10^5 . Далее, для подключения к АЦП, выход должен быть также дифференциальным и смещённым на $+2,5$ В. Вследствие относительного высокого сопротивления датчика (7 кОм) входной ток усилителя (и мультиплексора) не может превышать 1 нА. Напряжение, снимаемое с датчика в

диапазоне полей ± 25 кГс, достигает ± 1 В, таким образом, коэффициент усилителя должен быть небольшим: $3 \div 5$.

Принципиальными параметрами являются полоса усилителя и уровень шумов в этой полосе. Собственный шум АЦП от пика до пика составляет 120 мкВ, что в пересчёте к полю при коэффициенте усиления 3 даёт ± 0.5 Гс. Такой уровень шума, привносимый только АЦП, заставляет минимизировать шумы усилителя, добываясь их величины от пика до пика на уровне 5-10 мкВ.

Определим полосу тракта усиления. Оценки будем проводить для схемы с двумя близкими постоянными времени, что обеспечивает спад 40 дБ/дек. Так как частоты сигнала при скорости перемещения 20 мм/сек не превышают 1 – 2 Гц, требование к полосе тракта усиления появляется из-за условия на несинхронность выборки поля и фиксации координаты: $\delta t \leq 20$ мкс. Это требование означает, что фазовая задержка усилителя, примерно равная 2τ , должна укладываться в этот предел, откуда следует, что $2\tau \leq 20$ мкс. Соответственно, частота среза $F_{0,7}$ такого усилителя получается равной 10 кГц.

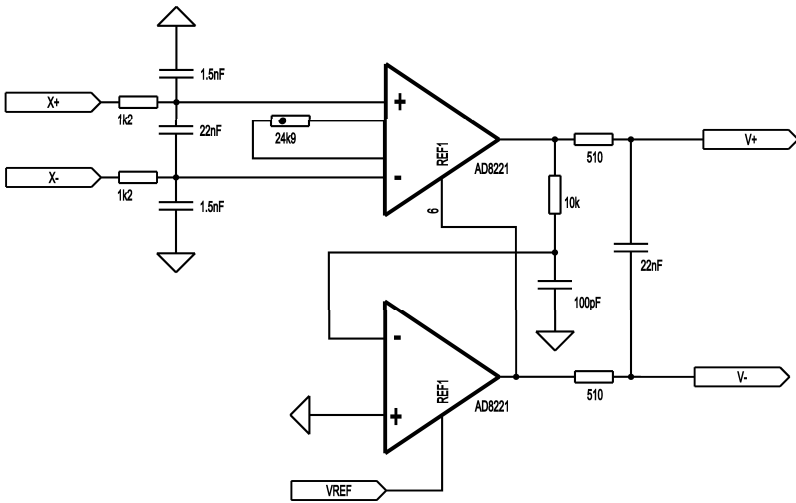


Рис. 6. Схема усилителя.

Усилительный тракт построен на основе инструментального усилителя AD8221 [8]. Схема одного канала приведена на рисунке 6.

Напряжения на выходах усилителей (у нижнего коэффициент усиле-

ния равен единице):

$$\begin{aligned} V_+ &= \frac{k(X_+ - X_-)}{2} + V_{ref}/2, \\ V_- &= -\frac{-k(X_+ - X_-)}{2} + V_{ref}/2. \end{aligned} \quad (4)$$

Отсюда:

$$V_+ - V_- = k(X_+ - X_-). \quad (5)$$

Таким образом, на выходе получается сигнал, сдвинутый на $V_{ref}/2$ и усиленный в k раз. Полоса пропускания инструментального усилителя формируется двумя цепочками: на входе и на выходе усилителя.

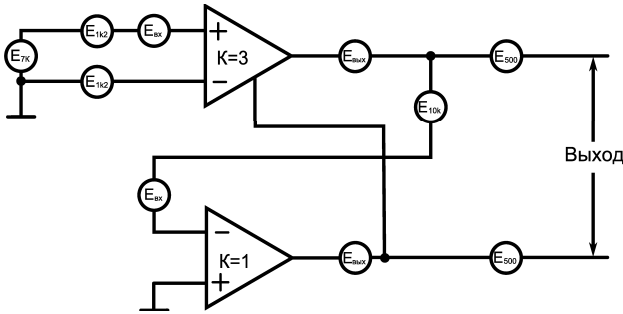


Рис. 7. Эквивалентная шумовая схема.

Для оценки шумов, проанализируем эквивалентную шумовую схему усилителя, представленную на рис. 7. Выходное сопротивление датчика Холла, составляет $7\text{K}\Omega$. Спектральные плотности тепловых шумов резисторов (при температуре $20\text{ }^\circ\text{C}$) схемы составят: $E_{7k} = 10\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, $E_{1k2} = 4\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, $E_{500} = 3\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, Спектральная плотность шума на входе усилителя $E_{\text{вх}} = 7\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Спектральная плотность шума на выходе усилителя $E_{\text{вых}} = 75\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$.

Токковые шумы усилителя AD8221 составляют $40\text{ фА}/\sqrt{\text{Гц}}$. На сопротивлении $7\text{ k}\Omega$ это составит $0.8\text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, поэтому ими можно пренебречь.

Суммарная спектральная плотность шума на выходе инструментального усилителя:

$$V_{\text{шум}} = \sqrt{k^2 E_{\text{вх.шум}}^2 + 2E_{500}^2 + 2E_{\text{вых}}^2} = 113 \frac{\text{нВ}}{\sqrt{\text{Гц}}}, \quad (6)$$

где k – коэффициент усиления, примерно равный 3, а:

$$E_{\text{вх. шум}} = \sqrt{E_{7k}^2 + 2E_{1k2}^2 + E_{\text{вх}}^2} = 13,454 \frac{\text{нВ}}{\sqrt{\text{Гц}}}. \quad (7)$$

Приведя шумы ко входу, получим $37 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Шум от пика до пика в полосе 10 кГц составит:

$$6 \cdot 37 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}} \cdot \sqrt{10 \cdot 10^3 \sqrt{\text{Гц}}} \approx 22 \text{ мкВ}. \quad (8)$$

При измерениях с переключающимися каналами, скорость реакции усилителя будет определять скорость переключения каналов, т.к. остальные характерные времена гораздо меньше. Для достижения точности порядка $5 \cdot 10^{-6}$, требуется $\approx 12\tau$, что составит 120 мкс . При измерении только каналов датчиков, карту магнитного поля можно будет измерять с шагом $2,4 \text{ мкм}$. Время обмера всех каналов составит 480 мкс , соответственно при использовании технологических каналов можно будет измерять карту магнитного поля с шагом $9,6 \text{ мкм}$. Обычно, карты магнитных полей измеряются с шагом 1 мм .

2.4 Параметры электроники

Ввиду того, что дрейфы нулей и масштабов могут быть заметно уменьшены путём коррекции после обмера технологических каналов, принципиальное значение имеют шумы, стабильность напряжений калибровки и рабочих токов датчиков Холла.

Для измерения шумов отдельно АЦП и тракта в целом, в первом случае закорачивались входы АЦП, а во втором - с помощью резистора 7 кОм - входы усилителя. Гистограммы шумов показаны на рис. 8, 9, откуда видно, что, как и предполагалось, АЦП является основным источником шума.

С целью определения температурных характеристик модуль помещался в теплоизолятор и прогревался. Для того, чтобы избежать влияния температурных градиентов, все измерения проводились в фазе медленного остывания устройства. Дрейф источника напряжений калибровки измерялся одновременно цифровым вольтметром и через сигнальный тракт модуля-адаптера. В первом случае дрейф составил $2.7 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$, а во втором – $5.3 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}$.

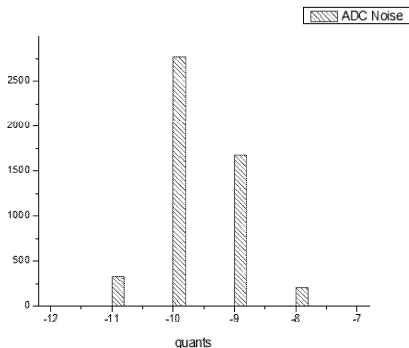


Рис. 8. Шум АЦП.

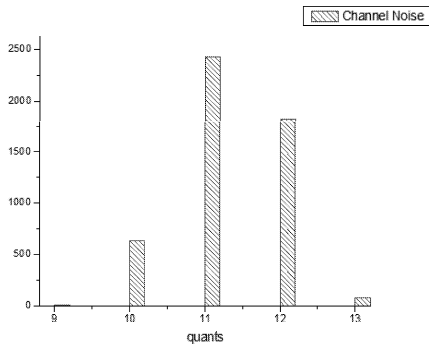


Рис. 9. Шум тракта АЦП+усилитель.

Для задания тока в датчики используются два прецизионных источника тока. Нестабильность источников $\frac{\Delta I}{I} = \pm 6 \cdot 10^{-5}$, определяется в основном температурным уходом сопротивления. Для возможности программной компенсации этого ухода, на выходе источников установлены шунты, напряжение на которых измеряется и оцифровывается АЦП при каждом измерении полей (один из упоминавшихся ранее технологических каналов). Измеренный амперметром уход тока составил $\frac{\Delta I}{I \Delta T} = 1,12 \cdot 10^{-5} \frac{1}{^\circ\text{C}}$.

В целом, достигнутые параметры электроники позволяют проводить оценочные измерения датчиков в лабораторных условиях с погрешностью на уровне $1 \div 3 \cdot 10^{-5}$.

3 Интерферометр

Для измерения расстояния, пройденного кареткой с датчиком, предлагается использовать прибор XL-80, который представляет из себя точный лазер и набор оптических элементов для сборки интерферометров. Нужная нам схема, представляющая собой интерферометр Майкельсона, показана на рис. 10. Луч лазера попадает на полупрозрачное зеркало 1. Зеркало сделано из поляризирующего материала таким образом, что отражается волна с одной линейной поляризацией, а проходит волна с другой. Отраженный от поляризатора луч попадает на закреплённый уголкового отражатель 2, затем на полупрозрачное зеркало 1, после чего в прием-

ник, расположенный в том же корпусе, что и лазер. Прошедший через поляризатор луч отражается от углового отражателя 3, закрепленного на объекте, расстояние до которого требуется измерить, и проходя через полупрозрачное зеркало 1, также попадает в приемник.

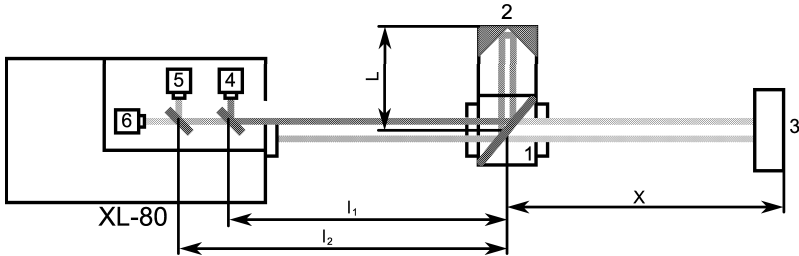


Рис. 10. Схема интерферометра XL-80: 1 – поляризатор, 2 – неподвижный отражатель, 3 – подвижный отражатель, 4,5 – датчики фазы, 6 – датчик освещённости.

У интерферометра XL-80 есть выход, возвращающий два квадратурных сигнала А, В и сигнал об ошибке (прерывании луча). Есть два режима выдачи сигналов А и В: режим с периодом $\lambda/2$ и режим с периодом $\lambda/16$. Это позволяет определять перемещение с точностью четверть периода, соответственно $\lambda/8 \approx 80$ нм и $\lambda/64 \approx 10$ нм. Максимальная скорость перемещения, для которой выдаются правильные сигналы, составляет соответственно 1,6 м/с и 0,2 м/с, что гораздо больше планируемой скорости перемещения 0,02 м/с. Направление перемещения можно определить по знаку сдвига фаз между сигналами.

На рис. 11 показана гистограмма показаний интерферометра при неподвижной каретке. Для того, чтобы интерферометр позволял точно соотносить измеренное поле с положением датчика, подвижное зеркало должно быть плотно закреплено на каретке, а неподвижное — в точке начала отсчёта и механически связано с измеряемой магнитной системой. Вибрации подвижного зеркала относительно датчика и неподвижного относительно магнитной системы будут приводить к погрешности в измерениях. Уровень влияния вибраций при быстром перемещении каретки с датчиком предстоит исследовать.

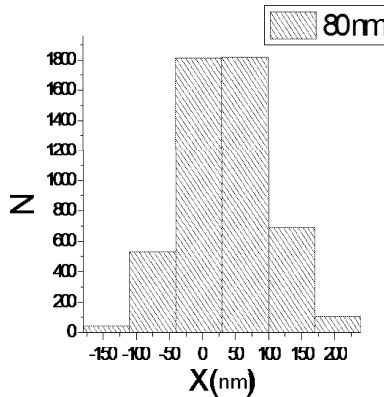


Рис. 11. Гистограмма показаний интерферометра при неподвижной каретке.

4 Управляющая логика

Управляющая логика реализовалась в ПЛИС Altera семейства MAX3000. В качестве тактовой частоты выбрана частота 19,6608 МГц, что дает период тактирующего сигнала 50,8 нс. Эта частота будучи поделенной в $3 \cdot 2^{17}$ дает 50 Гц, в результате чего измерения можно проводить с интервалом 20 мс. При необходимости, генератор может быть синхронизован с сетью.

Для хранения оцифрованных сигналов с датчиков и соответствующих значений координат используется память объемом 128К 24-битных слов. В памяти программным образом реализован буфер FIFO. В случае перебоев с выборкой из памяти её размер позволит хранить 14563 измерения (если обмерять все технологические каналы), что при измерении через 1 мм составит 1,4 м. На рис. 12 представлена упрощенная схема цифровой логики. Логика проектировалась при помощи языка Verilog.

Модуль со стороны шины VME представлен одним 32-битным регистром, в который можно писать и читать данные. Запись в этот регистр рассматривается как команда, при считывании этого регистра возвращается ответ. Наиболее важными являются команды установки режима измерений, запуска и остановки измерений, вычитывания кодов координаты и полей. Всего в настоящий момент предусмотрено около 10 команд. Плата работает в 2 основных режимах, режиме T, и режиме X. X —это режим, при котором измерения запускаются при прохождении кареткой

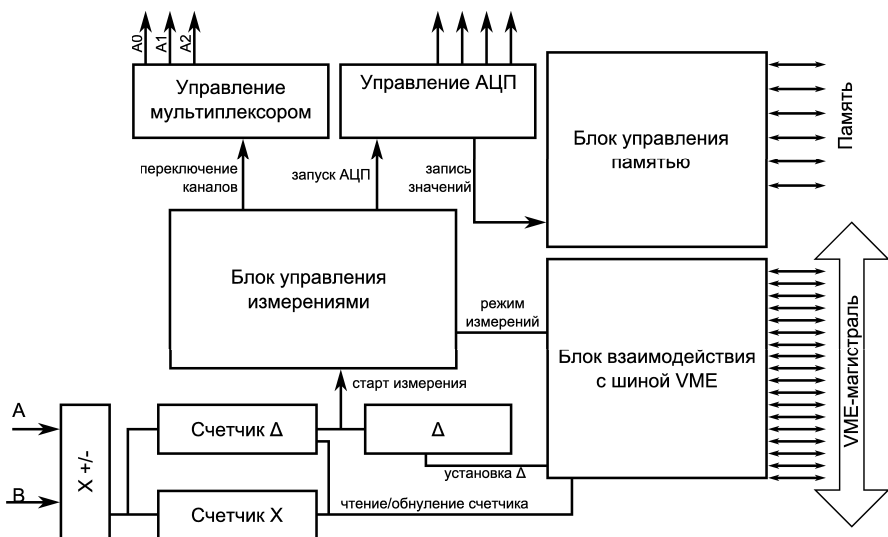


Рис. 12. Схема цифровой логики.

определенных расстояний (например каждый 1 мм). Т — это режим с запуском измерений по времени, этот режим необходим при калибровке датчиков, которая проводится без подключения интерферометра. Также существует режим одиночных измерений.

Сигналы А и В с интерферометра попадают в логический элемент, определяющий направление движения (обозначен на схеме X +/-). Он устроен следующим образом: значения А и В записываются в регистры (А' и В'), на следующем такте А и В сравниваются с А' и В' и определяется сдвиг фазы (+90°, -90° или 0). Сдвиг фазы определяет направление счета счетчиков X и ΔX. Счетчик X используется для хранения координаты каретки, он может обнуляться или вычитываться по запросу с шины VME. Кроме того, с интерферометра считывается сигнал ошибки (появляющийся при прерывания луча), и по необходимости передается сигнал сброса ошибки. Счетчик X является 32-битным, что дает возможность хранить перемещения до $2^{32} \cdot 10 \text{ нм} = 4 \cdot 10^{10} \text{ нм} = 40 \text{ м}$, при точности измерений 10 нм. Максимальное измеряемое расстояние при точности измерений 80 нм ограничивается возможностями лазера, который без специальных приспособлений способен измерять перемещения до 40 м.

Кроме счетчика X , есть счетчик ΔX , который считает изменение координаты, по достижении ΔX значения Δ , счетчик обнуляется, а блоку управления измерениями подается сигнал на старт. В режиме Т в счетчике ΔX ведется отсчет времени (тактов). Блок управления мультиплексором по приходу сигнала на переключение, переключает канал мультиплексора и ждет 182 мкс (3640 тактов), после чего выставляет сигнал готовности. Счетчик Δ является 24-битным, что дает максимальное расстояние между измеряемыми точками 0,17 м при точности измерения 10 нм и 1,3 м при точности измерения 80 нм. В режиме Т максимальный промежуток между измерениями – 0,8 с.

Блок управления АЦП сделан с помощью конечного автомата (описание которого здесь не приводится для краткости) и обеспечивает запуск измерения АЦП и вычитывание измерений.

В блоке управления памятью арбитраж устроен таким образом, что приоритетным является запрос на запись, а запрос на чтение выполняется при отсутствии запроса на запись. Таким образом, вычитывание из памяти будет происходить преимущественно в промежутки между измерениями.

Блок управления измерениями представляет из себя конечный автомат, который устроен таким образом, чтобы минимизировать рассинхронизацию измерения координаты и поля. Количество обмеряемых каналов может задаваться пользователем (к примеру, для проведения быстрых измерений можно обмерять не все технологические параметры). Следует заметить, что применявшееся семейство ПЛИС MAX3000 имеет небольшое количество логических ячеек (512), что привело к значительным трудностям при проектировании логики, в частности так и не удалось протестировать всю логическую структуру в сборе, хотя по отдельности все компоненты и были отлажены. Для разрешения этой проблемы в дальнейшем планируется использовать ПЛИС семейства CycloneII (≈ 4000 логических ячеек), CycloneIII, или же дополнительный сигнальный процессор.

5 Измерение характеристик двухкоординатных датчиков Холла 2D-VH-11

Для того, чтобы исследовать возможности датчиков 2D-VH-11 и сделать выводы о их применимости в прецизионных быстродействующих системах измерения многополосных магнитных элементов были обмерены два

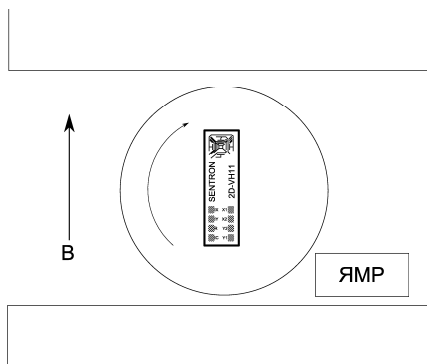


Рис. 13. Схема расположения датчика в поле.

датчика. Измерялись смещение нуля, чувствительность и нелинейность X/Y каналов, температурные дрейфы и кросс-чувствительность.

Для измерений датчик помещался в калибровочный магнит таким образом, чтобы поле было параллельно поверхности датчика. Схема расположения датчика в поле показана на рис. 13.

Датчик крепился на цилиндре, соединявшемся с помощью штанги с устройством вращения и измерителем угла, которые находились вне магнитного поля. Рядом с датчиком помещался ЯМР измеритель магнитного поля. Таким образом, вращая датчик в однородном магнитном поле, и точно измеряя угол поворота, можно найти проекции поля на соответствующие оси датчика. Фотография установки показана на рис. 14.



Рис. 14. Фотография установки.

5.1 Смещение нуля, чувствительность и нелинейность

Для измерения смещений нуля датчики помещались в магнитный экран, после чего делалось по 100 отсчётов V_x и V_y , которые затем усреднялись. Результаты измерений представлены в таблице 3.

Таблица 3. Смещения нуля.

| Датчик № | $V_x(0)$ | $V_y(0)$ |
|----------|-------------------------------|-------------------------------|
| 1 | -1,05 мВ (≈ -21 Гс) | -1,05 мВ (≈ -21 Гс) |
| 2 | +0.42 мВ ($\approx +8.4$ Гс) | -0.16 мВ (≈ -3.2 Гс) |

С целью калибровки, позволяющей вычислить чувствительность и нелинейность, датчик помещался в магнит с однородным полем и поворачивался таким образом, чтобы напряжение в одном из каналов становилось близким к нулю, при этом калибровался ортогональный канал. Как будет показано ниже, нет необходимости точно находить минимум напряжения. Затем, измерялись напряжения на контактах V_x и V_y датчика в диапазоне полей обмотки от -15 кГс до -1 кГс и от 1 кГс до 15 кГс. Из полученных значений напряжений вычитались смещения. Точная величина поля определялась датчиком ЯМР.

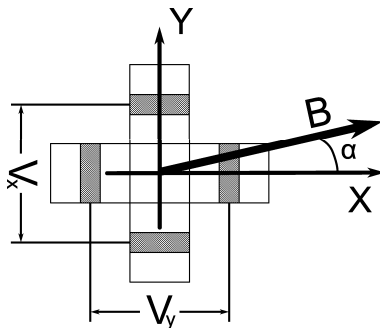


Рис. 15. К вычислению проекций поля на оси датчика.

Для упрощения дальнейших расчётов перейдём в систему координат датчика, таким образом, датчик будет неподвижен, а поле вращаться вокруг него. Ось X направлена таким образом, что поле вдоль неё порождает напряжение V_x , а поле вдоль оси Y соответственно порождает напряжение V_y . Предполагая чувствительности для обеих компонент одинаковыми (поправка будет малой), можно вычислить значение про-

екции поля на ось X . Пусть мы калибруем X канал датчика. Обозначим поле в которое помещён датчик - B , чувствительность датчика - S , а неточность установки по углу - α (см. рис. 15). Тогда:

$$\begin{aligned} V_x &= SB \cos \alpha, \\ V_y &= SB \sin \alpha. \end{aligned} \quad (9)$$

Для малых углов:

$$\alpha^2 = \frac{V_y^2}{V_x^2 + V_y^2}, \quad (10)$$

$$\cos \alpha = 1 - \frac{\alpha^2}{2}, \quad (11)$$

Отсюда компоненту B_x можно записать следующим образом:

$$B_x = B \left(1 - \frac{V_y^2}{2(V_x^2 + V_y^2)} \right). \quad (12)$$

Компонента B_y вычисляется аналогично (во всех расчётах достаточно поменять местами V_x и V_y).

$$B_y = B \left(1 - \frac{V_x^2}{2(V_x^2 + V_y^2)} \right). \quad (13)$$

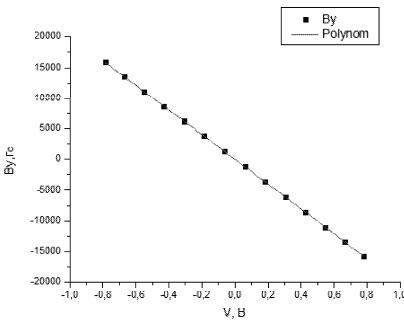


Рис. 16. Калибровочная кривая для канала Y

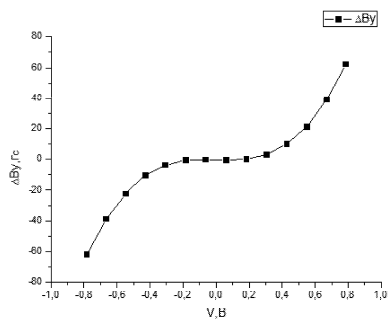


Рис. 17. Нелинейность калибровочной кривой для канала Y .

В результате калибровки получены кривые, пример одной из которых показан на рис. 16. На рис. 17 представлена нелинейность (разница ΔB

между действительным полем и линейной аппроксимацией) калибровочной кривой. Как видно, кривые хорошо аппроксимируются кубическим полиномом, причём кубическая компонента много больше квадратичной.

Полученные калибровочные полиномы (поле V измеряется в Гс, а напряжение V в В):

$$\begin{aligned} B_x &= -20142V_x - 1,9V_x^2 - 135,1V_x^3, \\ B_y &= -20123V_y - 1,1V_y^2 - 129,6V_y^3. \end{aligned} \quad (14)$$

Для второго датчика получены полиномы:

$$\begin{aligned} B_x &= -20074V_x - 0,41V_x^2 - 115V_x^3, \\ B_y &= -20073V_y - 0,08V_y^2 - 117V_y^3. \end{aligned} \quad (15)$$

Соответствующие чувствительности каналов (если канал считать линейным), будут:

$$S_x = 49,65 \text{ мкВ/Гс}, S_y = 49,69 \text{ мкВ/Гс}, \quad (16)$$

для первого датчика

$$S_x = 49,82 \text{ мкВ/Гс}, S_y = 49,82 \text{ мкВ/Гс}, \quad (17)$$

для второго датчика.

Таким образом, разница между чувствительностями каналов ΔS составляет порядка 0,05 мкВ/Гс, а поправка на неодинаковость каналов будет $\approx 10^{-3}$.

5.2 Температурные дрейфы

Хорошо известно, что параметры датчиков Холла сильно зависят от температуры. В первоначальном варианте быстродействующей системы предполагалось использовать термостабилизированный носитель датчика, и основной целью измерений дрейфов было определение требований к стабильности температуры носителя.

Температурные дрейфы нулей измерялись при остывании предварительно нагретого до 45° датчика, помещённого в магнитный экран. Для измерения температурной зависимости чувствительности датчик помещался в поле так, чтобы напряжение на одном из каналов было близко к нулю, нагревался и проводились измерения в фазе остывания. Затем датчик поворачивался на 90° и измерения повторялись для ортогонального

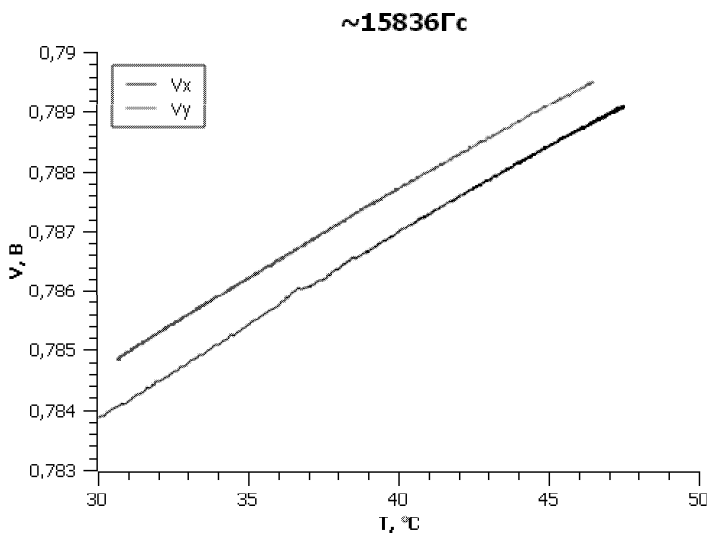


Рис. 18. Изменение V_x , V_y в зависимости от температуры при поле 15 кГс.

Таблица 4. Температурные дрейфы

| Датчик № | Поле, Гс | Дрейф, мкВ/°C | Дрейф, Гс/°C |
|----------|----------|---------------|--------------|
| 1,2 | 0 | 5,2 | 0,1 |
| 1 | 3707 | 75 | 1,5 |
| 2 | 8647 | 160 | 3 |
| 1 | 11068 | 180 | 3,7 |
| 2 | 15836 | 250 | 5 |

канала. Полученный график напряжений в зависимости от температуры представлен на рис 18. Результаты измерений обоих датчиков сведены в таблицу 4.

Таким образом, на основании измерения температурных зависимостей можно сделать вывод, что для достижения погрешностей менее 0,5 Гс вследствие изменения окружающей температуры, необходима термостабилизация датчика на уровне 0,1°. Хотя такое требование и осуществимо, более правильным может оказаться измерение температуры датчика и последующая коррекция данных. Видимо, возможен также и комбинированный вариант.

5.3 Неортогональность и кросс-чувствительность

Неортогональностью будем называть ситуацию, изображённую на рис. 19, то есть когда датчики ортогональных компонент повёрнуты относительно идеального положения не на 90° , а на некоторый угол $90^\circ - \theta = 90^\circ - (\theta_x - \theta_y)$. В этом случае, при вращении датчика в постоянном магнитном поле, мы будем получать синусный и косинусный сигналы сдвинутые по фазе не на 90° , а на $90^\circ - \theta$.

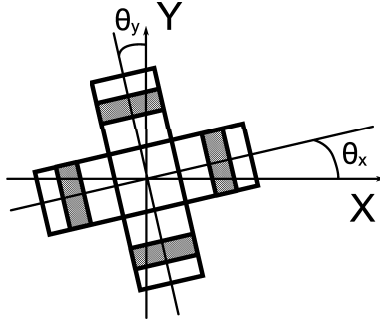


Рис. 19. Неортогональность датчика.

Кросс-чувствительностью будем называть зависимость напряжения на одном из каналов от поля, приложенного в перпендикулярном направлении. То есть при наличии кросс-чувствительности напряжение V_x зависит не только от B_x , но и от B_y : $V_x = V_x(B_x, B_y)$, а $V_y = V_y(B_y, B_x)$.

Покажем как неортогональность связана с кросс-чувствительностью. Линейную кросс-чувствительность можно записать:

$$\begin{aligned} V_x &= S_{xx}B_x + S_{xy}B_y, \\ V_y &= S_{yy}B_y + S_{yx}B_x, \end{aligned} \quad (18)$$

где S_{xy} и S_{yx} - соответствующие коэффициенты кросс чувствительности, а S_{xx} и S_{yy} - чувствительности каналов.

Рассмотрим случай, когда чувствительности каналов равны ($S_{xx} = S_{yy} = S$) и обозначим за B напряжённость поля в плоскости датчика в плоскости датчика. Поворот можно охарактеризовать углом α между вектором поля B и направлением оси X датчика (см. рис. 15). Соответствующие проекции поля на оси X и Y можно записать:

$$\begin{aligned} V_y &= SB_x = SB \cos \alpha, \\ V_x &= SB_y = SB \sin \alpha. \end{aligned} \quad (19)$$

Зависимости напряжений от полей для линейной кросс-чувствительности можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} V_x &= SB_x + S_{xy}B_y, \\ V_y &= SB_y + S_{yx}B_x. \end{aligned} \quad (20)$$

Используя тригонометрические преобразования, получим:

$$\begin{aligned} V_y &= SB \cos \alpha + S_{yx}B \sin \alpha = \\ &= A_y \cos \alpha \sin \theta_y + A_y \sin \alpha \cos \theta_y = \\ &= A_y \cos \alpha - \theta_y, \end{aligned} \quad (21)$$

где:

$$\begin{aligned} A_y &= B\sqrt{S^2 + S_{yx}^2}, \\ \theta_y &= \arctg \frac{S_{yx}}{S}, \end{aligned} \quad (22)$$

аналогично для V_x :

$$V_x = A_x \sin \alpha + \theta_x, \quad (23)$$

где:

$$\begin{aligned} A_x &= B\sqrt{S^2 + S_{xy}^2}, \\ \theta_x &= \arctg \frac{S_{xy}}{S}. \end{aligned} \quad (24)$$

Таким образом, сдвиг фаз синусоид, получающихся при вращении датчика в постоянном магнитном поле:

$$\theta = \theta_x - \theta_y = \frac{S_{xy} - S_{yx}}{S}, \quad (25)$$

и следовательно, неортогональность датчика является частным случаем линейной кросс-чувствительности.

Сначала измерялась неортогональность датчика. Для этого датчик помещался в постоянное магнитное поле и поворачивался примерно на 450° с шагом около 5° . Угол поворота определялся с помощью измерителя угла с погрешностью $\pm 0,0005^\circ$. Регистрировались коды напряжений обоих каналов датчика. Полученные данные были пересчитаны в поля с помощью калибровочных полиномов (14).

Для того, чтобы определить неортогональность, синусная зависимость была сдвинута на 90° вправо. Если сместить V_x на 90° и построить разницу V_y и смещённого V_x (аппроксимированного сплайном), то

получим картину представленную на рис. 20. Такое поведение разницы по-видимому можно объяснить неточностью механики, приводящей к погрешности при определении угла. Ошибку, привносимую этой неточностью, можно оценить, как ± 50 Гс, что даёт значение неортогональности, определённое по данной методике не точнее $\pm 0,1^\circ$.

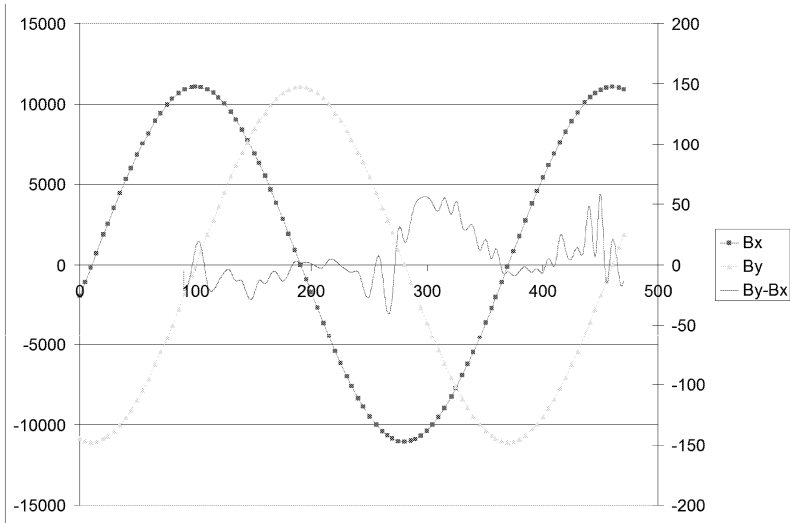


Рис. 20. Зависимость от угла разницы B_y и сдвинутого B_x .

Чтобы снизить влияние неточности механики, неортогональность вычислялась в одной зоне показаний измерителя угла. Бралось 10 точек, близких к нулю и через них проводилась прямая методом наименьших квадратов после чего находилась точка пересечения полученной кривой с нулём. Затем, через 10 точек другого канала методом наименьших квадратов проводилась парабола и находилась точка максимума. После чего находилась разница углов точки минимума и максимума. Эта разница углов для всех трёх точек оказалась порядка $0,015^\circ$. Точность измерений при этом порядка $\pm 0,01^\circ$. Таким образом линейная кросс-чувствительность датчика составляет $2 \cdot 10^{-4} \pm 10^{-4}$ от чувствительности к "своему" полю.

Однако, как оказалось, неортогональность (линейная кросс-чувствительность) даёт лишь малый вклад по сравнению с нелинейной кросс-чувствительностью. Если построить разницу $B - \sqrt{B_x^2 + B_y^2}$ (где B – по-

ле, измеренное датчиком ЯМР, а B_x и B_y – поля, вычисленные с помощью калибровочных полиномов (15) в зависимости от угла поворота, то получится показательная картина, приведённая на рис. 21. Из картины видно, что ошибки велики при углах, где велика ортогональная компонента поля.

Следует отметить, что картина на рис. 21 не может являться действием проекции поля B_z , появляющейся вследствие неточной установки датчика. Действительно, влияние B_z привело бы к наличию постоянной ошибки, пропорциональной $B_z = B \sin \phi$, где ϕ – угол между плоскостью полюса магнита и осью Z, перпендикулярной плоскости датчика. Следовательно на графике получился бы круг, а не лепестковая картина.

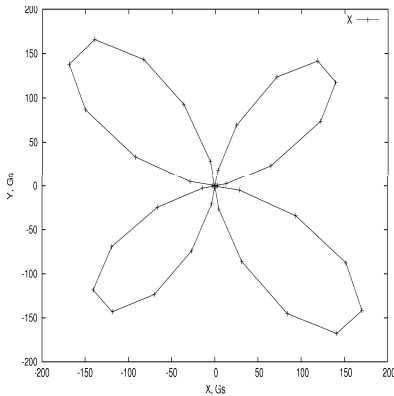


Рис. 21. Ошибка, калибровки без учёта кросс-чувствительности для поля 11068 Гс

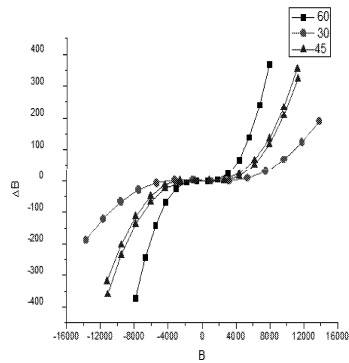


Рис. 22. Ошибка калибровки без учёта кросс-чувствительности (в зависимости от разных углов)

Для определения характера нелинейной составляющей кросс-чувствительности датчик поворачивался на 30° , 45° и 60° , после чего проводилась процедура калибровки. Зная точный угол поворота и магнитное поле измеренное датчиком ЯМР, вычислялись проекции поля B_x и B_y . После чего был построен график величины $\Delta B_x = B_{\text{выч}} - B_x$, то есть разницы поля, вычисленного по калибровочному полиному (14) и проекции B_x , определяемой по углу и ЯМР. График зависимости ΔB_x от B приведён на рис. 22. Видно, что полученная зависимость обладает заметной нелинейностью (400 Гс на 1,2 Тл).

Рассматривался следующий полином для вычисления проекции поля из напряжений V_x и V_y . Члены с коэффициентами α и β дают калибровочный полином без учёта кросс-чувствительности:

$$B_x = \alpha V_x + \beta V_x^3 + AV_y^3 + BV_x V_y^2 + CV_x^2 V_y. \quad (26)$$

Наилучшую точность аппроксимации дал полином вида:

$$B_x = \alpha V_x + \beta V_x^3 + BV_x V_y^2. \quad (27)$$

Применительно ко второму датчику результирующие полиномы, полученные методом наименьших квадратов, выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} B_x &= -20074V_x - 115V_x^3 - 2804V_x V_y^2, \\ B_y &= -20073V_y - 117V_y^3 - 2299V_y V_x^2. \end{aligned} \quad (28)$$

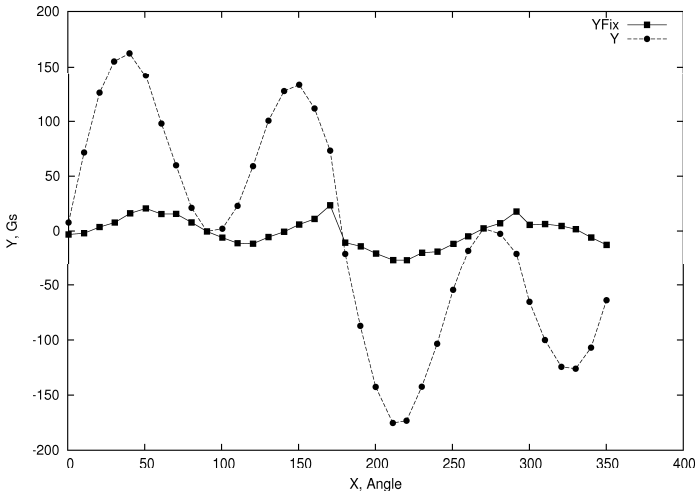


Рис. 23. Ошибка калибровки для канала Y.

На рис. 23, показана величина ошибки ΔB в зависимости от угла без учёта и с учётом кросс-чувствительности для поля 11067 Гс. Учёт кросс-чувствительности позволяет снизить ошибку с 200 Гс до 30 Гс, т.е. увеличить точность почти на порядок. Однако, полученные кривые всё ещё дают ошибку $\approx 10^{-3}$. Можно утверждать, что значительные ошибки появляются лишь при больших значениях ортогональной компоненты поля.

Заключение

В результате работы собран и протестирован прототип новой системы магнитных измерений, включающей двухкоординатный датчик Холла, измеритель перемещений на основе лазерного интерферометра и прецизионную электронику. Проведённое тестирование позволяет сделать следующие выводы:

1. Быстродействующая электроника в основном адекватна задаче. Доработки следует направить главным образом на уменьшение в 2 - 4 раза шумов тракта. Реальным способом может стать применение более быстродействующего АЦП (вместо 100 kSPS использовать 500 kSPS) и усреднение 4 - 8 выборок. Дополнительный выигрыш будет получен, если в устройстве сделать два диапазона полей: $0 \div 1$ Т и $0 \div 2.5$ Т.

Имеет смысл несколько улучшить стабильность генераторов тока питания датчиков, перейдя на резисторы с температурным коэффициентом $5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Необходимо увеличить возможности управляющей логики, т.к. не удалось протестировать её работу в полном объёме из-за ограничений ПЛИС. Варианты решения проблемы: использование микропроцессора и другого типа памяти (SDRAM) с той же ПЛИС Altera MAX3000, либо переход к использованию ПЛИС семейства Cyclone, оставляя память в том виде, в котором она существует. Использование микропроцессора видится более простым с точки зрения реализации логики.

2. Датчик Холла с вертикальной структурой, измеряющий две компоненты поля в одной точке пространства, может применяться в системах с погрешностью 10^{-4} лишь при условии малости ортогональной компоненты (в 20 - 40 раз). Вторым условием достижения необходимой точности является либо термостабилизация датчика с 0.1 $^\circ\text{C}$, либо соответствующее измерение температуры и последующая коррекция данных. Видимо, для прецизионных систем с близкими значениями ортогональных полей правильнее применять монолитные датчики с вертикальной структурой, разнесённые в объёме кристалла друг от друга (как описано, например в [9]).

3. Протестирован измеритель перемещений на основе лазерного интерферометра. Он успешно применялся при измерениях поворотных магнитов накопителя ИИ (Япония). Дальнейшему исследованию подлежат эффекты вибраций при перемещении каретки с проектными скоростями.

В заключении авторы выражают благодарность В.И. Зайцеву, сконструировавшему стенд с поворотным механизмом, А.В. Шевченко, собравшему этот стенд, а также П.В. Вагину, участвовавшему в обсуждении результатов измерения неортогональности датчиков Холла.

Список литературы

1. *A. Batrakov, I. Piyin, G. Fatkin et al.* The new VME-based system for magnetic measurements with HALL sensors. // Preprint: Budker INP 2007-32.
2. *F. Briquez, O. Chubar, A. Dael, et al.* GBI: Magnetic measurement bench triggered by interferometer. // IMMW-14, Geneva, Switzerland, 26-29 September, 2005. - <http://immw2005.web.cern.ch/immw2005>.
3. *M. Tischer, K. Balewski, B.A. et al.* Proceedings of EPAC, 2008. - <http://accelconf.web.cern.ch/accelconf/e08/papers/wepc132.pdf>.
4. *Фатъкин Г.А.* Квалификационная работа на соискание степени магистра: Разработка аппаратуры для измерения магнитных полей с помощью двухкоординатного непрерывно перемещаемого датчика Холла. // НГУ, 2008.
5. *Popovic R.S.* Hall Effect Devices. // Second edition. Institute of Physics Publishing Bristol and Philadelphia, 2004.
6. Информацию о продуктах фирмы SENIS можно найти на сайте этой фирмы. - <http://www.senis.ch>, а также на сайте их представителя в северной америке. - <http://www.gmw.com>.
7. <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7678/products/product.html>.
8. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8221.pdf.
9. *D.R. Popovic, S. Dimirijevic, M. Blagojevic, et al.* Three-axis teslameter with integrated Hall probe. // IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, August, 2007, v.56, N4, p.1396-1402.