

РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК  
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ  
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ ИМЕНИ Г.И. БУДКЕРА

На правах рукописи

ПАВЛЕНКО АНТОН ВЛАДИМИРОВИЧ

**МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАТОРЫ  
ДЛЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНЫХ  
ПОЛЕЙ В ЭЛЕМЕНТАХ УСКОРИТЕЛЕЙ**

**01.04.20– физика пучков заряженных частиц и ускорительная техника**

**Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук**

Научный руководитель  
доктор технических наук  
Батраков Александр Матвеевич

**Новосибирск-2015**

## Оглавление

<b>Введение</b> .....	4
<b>Глава 1.</b> Индукционный метод в измерениях магнитных элементов	
ускорителей .....	8
1.1. Измерение импульсных магнитов .....	9
1.1.1. Контроль величины и стабильности импульсного поля.....	9
1.1.2. Измерение пространственных характеристик поля в импульсных магнитах .....	12
1.2. Индукционный метод в измерениях магнитных элементов с постоянным полем.....	16
1.3. Обзор интегрирующих устройств для магнитных измерений и требования к современному поколению интеграторов.....	22
<b>Глава 2.</b> Теоретические основы метода цифрового интегрирования.....	32
2.1. Точность приближения интеграла сигнала суммой дискретных отсчетов .....	33
2.2. Влияние шума электроники .....	40
<b>Глава 3.</b> Цифровые интеграторы VsDC2 и VsDC3.....	47
3.1. Аппаратная реализация метода цифрового интегрирования с точной синхронизацией.....	47
3.2. Схемотехнические решения.....	48
3.2.1. АЦП .....	48
3.2.2. Входные цепи.....	50
3.2.3. Ключ и аналоговый фильтр.....	57
3.2.4. Цифровой узел и интерфейс.....	58
3.3. Параметры цифровых интеграторов VsDC2 и VsDC3 .....	60

<b>Глава 4.</b> Современные системы магнитных измерений на основе цифровых интеграторов VsDC2 и VsDC3.....	66
4.1. Измерения импульсных магнитных элементов на этапе разработки и производства .....	66
4.1.1. Структура универсального стенда для измерения импульсных магнитов .....	66
4.1.2. Применение универсального стенда в измерениях импульсных магнитов бустера NSLS-II .....	68
4.2. Стационарные системы контроля стабильности импульсных полей на ускорительных комплексах .....	72
4.2.1. Система контроля импульсного магнитного поля в каналах перепуска бустера NSLS-II .....	73
4.2.2. Модернизированная система контроля импульсных полей ВЭПП-2000 и канала К-500 .....	76
4.3. Исследование методов подавления пульсаций ведущего поля на комплексе ВЭПП-4М.....	79
4.3.1. Измерение пульсаций ведущего поля ВЭПП-4М .....	80
4.3.2. Эксперименты по широкополосному подавлению пульсаций поля ВЭПП-4 .....	82
4.4. Прецизионные измерения постоянных магнитных полей .....	85
<b>Глава 5.</b> Способы уменьшения шумов при больших временах интегрирования.....	96
<b>Заключение</b> .....	104
<b>Приложение А.</b> Критерии выбора фильтров с различной формой АЧХ .	106
<b>Приложение Б.</b> Расчет передаточной функции интегратора .....	108
<b>Литература</b> .....	111

## Введение

В ускорительной технике магнитные элементы играют особую роль. Они определяют принципиальные параметры ускорительных установок, в связи с чем весьма жёсткие требования предъявляются к характеристикам магнитных полей в этих элементах. Несмотря на то, что вычислительные методы, применяемые при проектировании магнитов, достигли очень хорошего уровня, окончательный вердикт о соответствии предполагавшихся и полученных характеристик выносится на основании магнитных измерений. Большой комплекс таких измерений выполняется на этапе разработки магнитов, а далее – контролируется работа магнитов в штатном режиме на действующей установке.

Типичный диапазон полей в ускорительной технике лежит в интервале от сотен микро тесла до десятков тесла. Причем, зачастую определить характеристики полей необходимо с погрешностью лучшей, чем  $10^{-4}$ , а иногда и  $10^{-5}$ . Известно достаточно много методов, применяемых в магнитных измерениях, обладающих разными возможностями [1]. Из возможных методов наиболее удовлетворительным как по динамическому диапазону, так и по точности является индукционный метод. Этот метод, обеспечивая измерение как импульсных, так и квазипостоянных магнитных полей, обладает лучшими по точности характеристиками, чем измерения датчиками Холла и в отличие от ЯМР-метода, может применяться для работы с неоднородными полями.

Уникальность индукционных измерений объясняет активно проводимые работы по совершенствованию и аппаратуры, и способов измерений во многих ускорительных центрах и приборостроительных компаниях мира. Подтверждением сказанному является заметное количество докладов по этой тематике на регулярно проводимых международных совещаниях по магнитным технологиям и ускорительных конференциях [2, 3, 4]. Приведённые факты

являются очевидным свидетельством актуальности работ в этом направлении. Магнитные измерения, основанные на индукционном методе, требуют соответствующих аппаратных средств и в первую очередь - интегрирующих измерителей.

Известны немало способов построения интегрирующих измерителей – от обычного аналогового интегратора до современных цифровых устройств. Одним из старейших методов получения интеграла сигналов является метод двухтактного преобразования. Устройства, использующие этот метод, в первой фазе интегрируют сигнал, а во второй определяют цифровой эквивалент полученного интеграла. Преобразователи с двухтактным интегрированием в зависимости от схемотехнического исполнения могут измерять как импульсные сигналы с длительностью 100 – 200 мкс [5], так медленные с временами до 1 сек [6]. Типовые погрешности этих приборов не лучше, чем  $10^{-4}$ .

Метод преобразования напряжения в частоту также получил широкое распространение в качестве основы для прецизионных измерителей постоянных или медленно меняющихся магнитных полей [4, 7]. Частота импульсов, выдаваемых преобразователем, определяется величиной входного напряжения, т.е. производной поля. Сумма этих импульсов за определённый интервал времени и является интегралом входного сигнала. Типовые длительности измеряемых процессов  $1 \div 10$  с, погрешности достигают  $10^{-5}$  [7].

Развитие современной элементной базы делает привлекательным построение интегрирующих измерителей на основе аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Действительно, представляется очевидным, что достаточно получить цифровой образ сигнала с помощью быстродействующего и точного АЦП, просуммировать отсчёты в течение необходимого времени интегрирования и, умножая сумму на интервал между отсчётами, определять соответствующий интеграл. Такой метод можно назвать прямым цифровым интегрированием. Разработанный в ЦЕРНе и производимый по лицензии фирмой Metrolab Instruments SA цифровой интегратор FDI 2056 [8] является

примером реализации данного метода. Однако, как показывает анализ [9], метод прямого цифрового интегрирования хорошо работает только для медленно меняющихся сигналов и плохо применим для измерений импульсных магнитов.

Целью диссертационной работы являлось создание многофункциональной прецизионной аппаратуры, которая решала бы максимально широкий спектр задач - от измерений магнитов с рабочим циклом в несколько микросекунд до исследований процессов с длительностью в десятки секунд. Предпосылками для данной работы послужили оригинальная структура цифрового интегратора, впервые описанная в диссертации [10] и успешные результаты тестирования первых опытных устройств. В настоящей диссертации это направление получило дальнейшее развитие как в теоретическом плане, так и в проведённых экспериментальных исследованиях.

В практическом плане диссертационная работа направлена на производство разработанных приборов и изготовление на их базе систем магнитных измерений, как стационарных, на действующих установках, так и специализированных, для измерительных стендов.

На защиту выносятся следующие результаты работы.

Теоретический анализ цифрового способа интегрирования сигналов, позволивший выявить причины методических погрешностей цифрового интегрирования и получить аналитические соотношения, описывающие эти погрешности.

Теоретический анализ и практические исследования структурных и схемотехнических решений цифровых интеграторов, в результате которых предложены оригинальные решения, позволившие созданной электронике достигнуть мирового уровня.

Комплекс созданных и активно применяемых систем магнитных измерений на основе индукционного метода как для внутренних работ ИЯФ СО РАН, так и для ведущих ускорительных лабораторий мира.

Проведенный анализ и сформулированные на основе этого анализа предложения по способам минимизации уровня шума цифровых интеграторов при больших временах интегрирования.

## Глава 1

### **Индукционный метод в измерениях магнитных элементов ускорителей**

Задачи по измерению характеристик магнитных полей в элементах ускорителей, решаемые с помощью индукционного метода, можно сгруппировать в два больших класса. Первый – это измерения полей, изменяющихся во времени по своей физической сути. К этому классу относятся измерения импульсных магнитов, изучение переходных процессов и пульсаций в системах питания магнитных структур. Длительности сигналов лежат в диапазоне от единиц микросекунд до сотен миллисекунд, а амплитуды сигналов с индукционных датчиков могут достигать до нескольких десятков вольт. Применяемые для этого устройства в большинстве случаев должны иметь жёсткую синхронизацию с работой установки, как например, измерения, производимые в момент пролёта пучка в системах впуска/выпуска ускорительных комплексов.

Второй класс – это прецизионные измерения характеристик магнитных элементов с постоянным полем. В отличие от работ с переменным во времени полем, когда индукционный датчик неподвижен, в данном случае катушки перемещаются внутри магнитных элементов. Применяются катушки самых разнообразных конструкций и различные способы перемещения: сдвиг, вращение, поворот и т.п. В этом случае длительности интегрируемых сигналов определяются скоростью работы механики и достигают 5-10 секунд. Вследствие этого, амплитуды сигналов крайне малы – от сотен нановольт до сотен милливольт.

Если измерения импульсных элементов выполняются как в стационарных системах на действующих комплексах, так и при детальном исследовании характеристик магнитов на специализированных стендах, то в элементах с

постоянным полем в подавляющем большинстве случаев измерения проводятся на стендах на этапе проектирования и изготовления магнитов.

В этой главе опишем наиболее показательные задачи, решаемые с помощью индукционных методов, и на основе этого сформулируем требования, предъявляемые к современной аппаратуре для магнитных измерений.

В последующем изложении довольно часто будет применяться понятие «магнитный поток», измеряемый, как известно, в Веберах. Однако специфика данной работы такова, что автор посчитал более естественным пользоваться «осязаемой» величиной для измерения магнитного потока – Вольт-секундной площадью. Действительно, если выразить приращение изменяющегося в индукционном датчике магнитного потока через напряжение на его зажимах, с которым и ведётся работа, то увидим, что:  $\Phi = - \int \varepsilon(t)dt$  [В·с].

## **1.1. Измерение импульсных магнитов**

### **1.1.1. Контроль величины и стабильности импульсного поля**

Важнейшими характеристиками импульсных полей в магнитах ускорителей является величина и стабильность поля. Это «штатные» параметры, которые контролируется постоянно во всех импульсных системах ускорительных комплексов. В качестве датчиков используются стационарные катушки различной формы, установленные непосредственно в апертуре магнита или датчики, расположенные на шинах питания. Типичная схема измерения, а также обобщенное представление импульсного источника питания представлены на Рис.1.1 а). Как правило, для питания электромагнитов, используются источник на основе конденсаторной батареи и коммутирующего элемента. Стабильность напряжения на батарее обеспечивается зарядным устройством. В определенный момент времени, задаваемый внешним сигналом

запуска, ключ замыкает накопившуюся необходимую заряд батарею на электромагнит. Поскольку электромагнит представляет собой индуктивную нагрузку, то генерируемый импульс магнитного поля близок по форме к затухающей синусоиде (график  $B(t)$  на Рис.1.1 б)). При этом индукционная ЭДС на концах измерительного датчика будет иметь форму косинуса с крутым передним фронтом (график  $\varepsilon_{ind}(t)$ , Рис.1.1 б)). В дальнейшем изложении за длительность  $T$  импульса с датчика будем принимать время до момента достижения сигналом нулевого напряжения. Очевидно, что максимум поля достигается в этот же момент  $T$ .

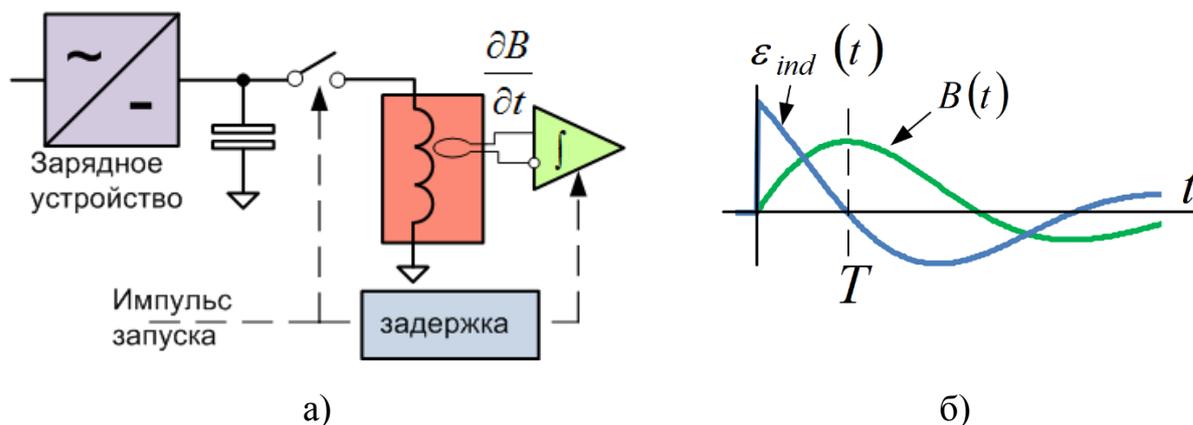


Рис.1.1. Импульсные магнитные измерения: а) типовая схема питания и измерения импульсного магнита, б) форма типичного импульса поля и индукционного сигнала.

Если начать интегрирование индукционного сигнала до запуска импульсного источника и остановить в момент времени  $T$ , то получившееся интеграл будет пропорционален мгновенному значению магнитного потока в этот момент. Поток в свою очередь пропорционален усредненному по площади датчика полю:

$$V_s = \int_0^T \varepsilon_{ind}(t) dt \propto \tilde{B}(T).$$

Ток магнита определяется величиной его индуктивности, напряжением на батарее и её ёмкостью, омическим сопротивлением обмотки и токовых шин.

Эти параметры, а значит и поле в апертуре магнита, подвержены влияниям многих факторов, включая свойства ярма магнита и вакуумной камеры. Таким образом, существует необходимость непосредственного измерения величины и стабильности магнитного поля. По результатам измерений можно отслеживать работоспособность систем импульсного питания, корректировать напряжение заряда батареи и время поступления импульса запуска. В таблице 1.1 приведены данные для некоторых физических комплексов [11, 12, 13] с целью демонстрации требований к измерению поля в импульсных магнитах.

Таблица 1.1. Параметры импульсного поля некоторых физических комплексов.

Тип магнита	B, Тл	Стабильность, %	T, мкс	S датчика wS, м <sup>2</sup>	Ампл. U, В	Поток Ф, В·с
Каналы впуска и выпуска 3 GeV бустера для NSLS-II, BNL						
Септум ISP	0,115	±0,05	75	$3,34 \cdot 10^{-3}$	8	$3,84 \cdot 10^{-4}$
Септум XSP	0,8	±0,01	50	$3,66 \cdot 10^{-3}$	92	$2,93 \cdot 10^{-3}$
Бамп XBU	0,468	±0,01	800	$4,85 \cdot 10^{-2}$	45	$2,27 \cdot 10^{-2}$
Импульсные диполи для Flash III, DESY						
Диполь TDP	1.2	±0,05	112	$0,94 \cdot 10^{-3}$	16	$1,13 \cdot 10^{-3}$
Каналы впуска/выпуска ВЭПП-2000, ИЯФ						
Септумы ME4, MP4	3	±0,01	50	$7,5 \cdot 10^{-4}$	71	$2,25 \cdot 10^{-3}$
ME5, MP5	2.1	±0,01	50	$7,5 \cdot 10^{-4}$	45	$1,58 \cdot 10^{-3}$
Тип	G, Тл/м	Стабильность, %	T, мкс	Пояс S, В/А	Ампл. U, В	
Линзы Q	70 max	±0,05	400	$1,2 \cdot 10^{-3}$	0.84	
Каналы транспортировки частиц К-500, ИЯФ						
Линзы L	13 max	±0,01	250	$2,5 \cdot 10^{-2}$	5	

Как следует из таблицы, измерительная аппаратура стационарных систем должна обладать относительным уровнем собственной нестабильности, т.е.

уровнем шумов во многих случаях не хуже, чем  $5 \div 7 \cdot 10^{-5}$ . Обратим внимание также, что амплитуда сигналов с датчиков достаточно велика, откуда вытекает требование к измерительной электронике – способность работать с сигналами, величина которых достигает нескольких десятков вольт.

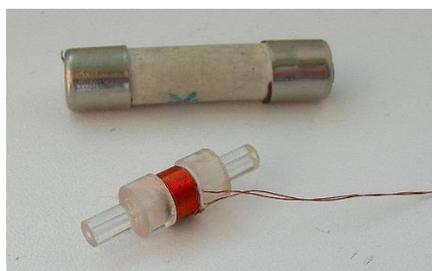
Отметим и ещё один существенный момент: при проектировании систем, контролирующих стабильность поля, следует с особой тщательностью подходить к выбору конструкции, месту расположения и используемым материалам индукционного датчика с тем, чтобы обеспечить необходимую стабильность его площади. Однако, требование на абсолютную калибровку коэффициента пропорциональности, по сути «магнитную» площадь датчика, редко превышает 0,1%. Достаточно подробно вопросы конструирования индукционных датчиков рассматриваются в работах [14, 15, 16].

### **1.1.2. Измерение пространственных характеристик поля в импульсных магнитах**

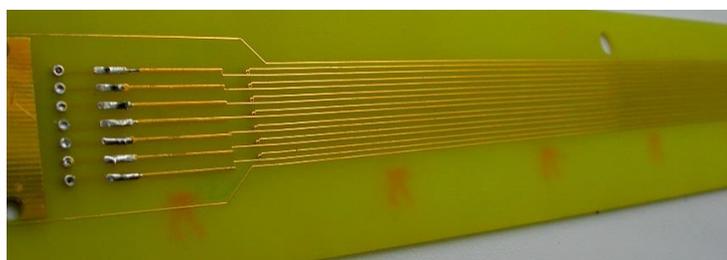
Заметно больший, чем в стационарных системах, комплекс измерительных процедур применяется при исследовании импульсных магнитов на этапах разработки и производства. Измерению, как правило, подлежат следующие характеристики:

- амплитуда и стабильность поля;
- пространственная карта поля;
- зависимость продольного интеграла поля от поперечной координаты;
- эффективная магнитная длина;
- величины рассеянных полей;
- эффекты искажения поля наведенными в стенках вакуумной камеры токами.

Для изучения пространственного распределения той или иной компоненты поля внутри магнита применяют компактные катушки, ориентированные соответствующим образом, Рис.1.2 а). Изменяя в промежутках между импульсами положение катушки, можно измерять поле внутри рабочей апертуры магнита, определять эффективную длину, исследовать неоднородность поля на границе, измерять величины рассеянных полей. Для определения требований к аппаратуре полезно оценить, какие сигналы можно снимать с компактной катушки, имеющей диаметр 2.5 мм и 100 витков (такая катушка показана на Рис.1.2 а)). Задавая длительность импульса поля 100 мкс амплитуду 0.5 Т, получим сигнал с размахом около 4 В. Таким образом, в случае импульсных измерений даже для миниатюрных катушек уровни сигналов значительны.



а)



б)

Рис. 1.2. Индукционные датчики: а) точечная катушка, б) матрица катушек.

Измерения продольного интеграла проводят с помощью узких, вытянутых вдоль магнита катушек (Рис.1.2 б)). Для исследования поперечного распределения интеграла поля, изменяется положение длинной измерительной катушки внутри апертуры [17]. В случае магнитных элементов, имеющих радиус изгиба или малую апертуру и большой продольный размер, применение одиночных катушек с изменяемым положением проблематично. В таких случаях может использоваться матрица из нескольких узких катушек, повторяющих теоретическую траекторию пучка и разнесенных в поперечном направлении. Идентичность магнитных площадей в общем случае должна быть на уровне  $10^{-3} \div 10^{-4}$ . Между тем, даже точность исполнения геометрических

размеров датчика на уровне нескольких десятков микрон, что может обеспечить, например, технология изготовления печатных плат, в случае катушки с поперечным размером в несколько миллиметров будет соответствовать идентичности не лучше процента. Это в большинстве случаев приводит к необходимости процедуры предварительной калибровки измерительных датчиков. Несмотря на сложность калибровки, системы измерений с матрицами катушек широко используются [18, 19].

Учитывая, что матрицы катушек требуют нескольких измерительных каналов, последние должны, во-первых, обладать ещё лучшей идентичностью, чем отмеченная выше, а во-вторых, обеспечивать синхронность измерения. Это означает, что электроника должна иметь средства для прецизионной калибровки измерительных трактов, включающей калибровку нуля и масштаба, а также развитые средства синхронизации.

Одна из часто решаемых задач при измерении полей в магнитах с изменяемым полем – изучение динамики мультипольных компонент в процессе изменения поля. Такие измерения проводятся, например, при исследовании процессов подъёма поля в магнитах ускорителей, когда мультипольные компоненты отличаются от статических из-за влияния наведённых в вакуумной камере токов [19, 20]. В подобных случаях оказывается удобным измерять не мгновенные значения поля, как, например, при наблюдении за стабильностью, а регистрировать осциллограммы сигналов с индукционных датчиков.

Далее из этих данных восстанавливаются осциллограммы поля, откуда вычисляются компоненты поля как функции времени. Примером таких измерений может служить работа [21]. На Рис.1.3 а) показаны осциллограммы с нескольких длинных вытянутых катушек, расположенных на разных радиусах, и восстановленное магнитное поле, а на Рис.1.3 б) изображено поведение во время подъёма энергии секступольной компоненты внутри вакуумной камеры магнита.

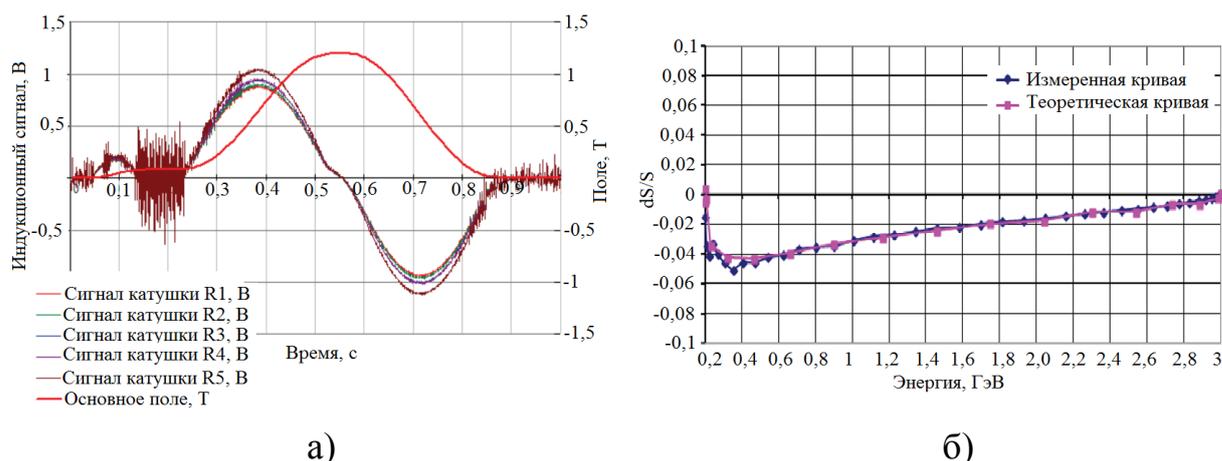


Рис.1.3. Измерения с применением матрицы катушек: а) осциллограммы сигналов с 5 индукционных датчиков и восстановленное магнитное поле, б) поведение секступольной компоненты в дипольном магните бустера NSLS-II внутри вакуумной камеры в процессе подъема энергии.

Остановимся на ещё одном, принципиальном для импульсных измерений вопросе. Поскольку характеристики поля чаще всего контролируются в строго заданный момент времени, следует рассмотреть требования к синхронизации импульсного источника и интегратора. Пока для простоты будем считать, что источник запускается абсолютно стабильно. Возьмём в качестве примера импульс поля с длительностью 50 мкс и оценим, при какой неопределённости момента окончания интегрирования ошибка составит  $10^{-4}$ . Если останавливать интегрирование в области максимума поля, нестабильность момента остановки может быть около 450 нс. В случае остановки интегрирования в середине фазы нарастания поля (такие измерения иногда востребованы на этапе изготовления и тестирования магнитов), оценка для нестабильности ужесточается до 3 нс. В реальных системах нестабильность срабатывания мощных импульсных источников достигает  $50 \div 100$  нс. В этой связи разумно потребовать от измерительной аппаратуры нестабильности около 10 нс.

## **1.2. Индукционный метод в измерениях магнитных элементов с постоянным полем**

Индукционный метод широко применяется для измерения магнитных элементов с постоянным полем [22]. Наиболее часто измеряются такие параметры, как:

- пространственная неоднородность поля в магнитных линзах и дипольных магнитах, выражаемая через разложение на мультипольные компоненты;
- положение и наклон оси магнитного поля в линзах;
- зависимость первого и второго интеграла поля от поперечной и вертикальной координаты;
- величины локальных неоднородностей вдоль по длине многополюсных магнитных структур;
- карта поля.

В измерениях применяются катушки различных конфигураций, перемещаемые определенным образом внутри магнита. Такое перемещение создает переменный магнитный поток, а по результатам интегрирования индукционного сигнала, снимаемого с катушки, зная траекторию перемещения, можно определять необходимые параметры. Для конкретизации сказанного рассмотрим методики измерения характеристик постоянных магнитов, применявшиеся в ИЯФ в предыдущие годы. Разумеется, такой краткий обзор не претендует на существенную полноту, но тем не менее, он позволит определить точку отсчёта для формулирования требований к современной аппаратуре и системам измерения характеристик магнитов с постоянным полем.

Для измерения параметров магнитного поля в дипольных магнитах и мультипольных линзах широкое распространение получил метод «вращающихся катушек» [23, 24]. Причем данный метод позволяет достичь

высокой точности измерения практически всех существенных параметров магнитов. Интегрирование индукционного сигнала с вращающейся катушки (Рис.1.4 а)) дает зависимость магнитного потока от угла поворота  $\Phi(\theta_m)$  через ее площадь, которая и используются для расчета. Могут применяться катушки различных конструкций, когда измерительная обмотка расположена в радиальной (Рис.1.4 б)) [6] или азимутальной плоскостях (Рис.1.4 в)) [25].

Для радиально-ориентированной измерительной катушки, применяя выражение (12) из [26], можно представить зависимость магнитного потока от угла поворота, используя разложение поля в гармонический ряд:

$$\Phi(\theta) = B_{REF} \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cdot \left( \frac{b_n \cos(n\theta) + a_n \sin(n\theta)}{R_{REF}^{n-1}} \right), \quad K_n = NL \frac{R_2^n - R_1^n}{n} \quad (1.1)$$

Параметры  $a_n$  и  $b_n$  – показывают относительную величину амплитуды гармоник поля,  $R_{REF}$  – радиус, на котором ведется расчет гармоник,  $B_{REF}$  – опорное поле, определяемое из равенства единице относительной амплитуды основной гармоники при выбранном значении  $R_{REF}$ . Вклад каждой гармоники поля в магнитный поток определяется коэффициентом  $K_n$ , зависящим от геометрии измерительного датчика,  $R_1$  и  $R_2$  – радиусы вращения внутренней и внешней сторон катушки,  $L$  – эффективная длина магнитного поля,  $N$  – число витков катушки.

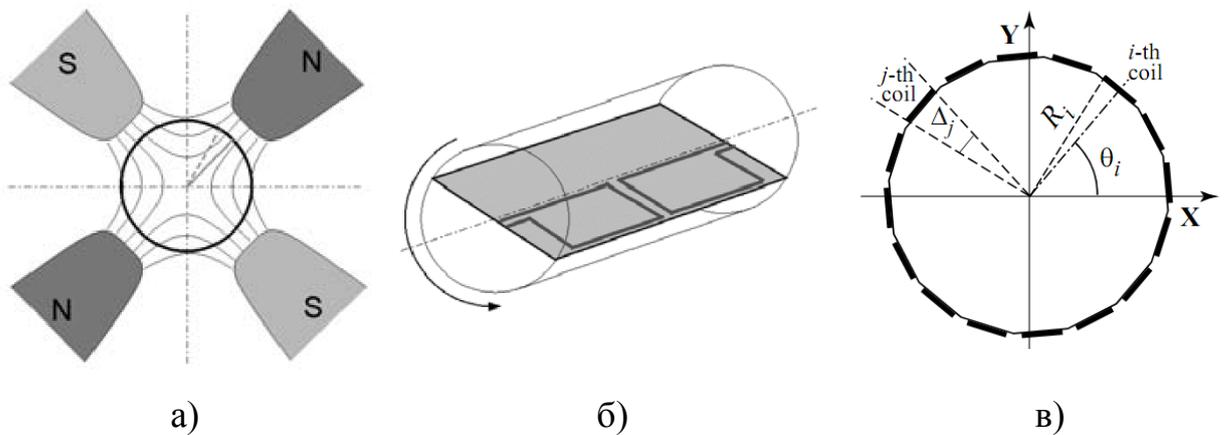


Рис.1.4. Метод вращающихся катушек: а) траектория катушки внутри линзы, б) радиальные катушки, в) конфигурация тангенциальных катушек.

Измерив величину магнитного потока для  $M$  равноудаленных угловых положений катушки  $\theta_m = \frac{2\pi m}{M}, m = 1, 2, \dots, (M - 1)$ , из дискретного преобразования Фурье, в соответствии с [27] можно определить амплитуды  $M/2$  мультипольных компонент поля:

$$\begin{cases} a_n = \varphi_n^{\sin} \frac{R_{REF}^{n-1}}{B_{REF} \cdot K_n} \\ b_n = \varphi_n^{\cos} \frac{R_{REF}^{n-1}}{B_{REF} \cdot K_n} \end{cases}, \quad (1.2)$$

где  $\varphi_n^{\sin}$  и  $\varphi_n^{\cos}$  - Фурье компоненты магнитного потока.

Оценим, какой уровень шума интеграла необходим для измерения 15 первых гармоник с погрешностью  $c_n = 10^{-5}$ . Положив, что  $R_1 = 0$  и  $R_2 = R_{REF}$ , перепишем выражение 1.1 для того чтобы оценить вклад в магнитный поток от каждой компоненты поля:

$$\Phi(\theta) = B_{REF} NLR_{REF} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{c_n}{n} \cos(n\theta + \varphi_n).$$

Типовое значение основной компоненты поля для линз ускорителей лежит в диапазоне  $B_{REF} = 1 \div 10$  кГс. Допустим, за один оборот измеряется  $M = 128$  значений интеграла, тогда для катушки из 10 витков, при эффективной длине магнита  $L = 0,2$  м для измерения с заданной погрешностью 15-й гармоники на радиусе  $R_{REF} = 30$  мм необходимо иметь шум интеграла меньше чем:

$$\langle \Phi \rangle < B_{REF} NLR_{REF} \sqrt{M} \frac{c_n}{n} = 50 \text{ нВ} \cdot c. \quad (1.3)$$

В оценке предполагается, что шум интеграла равномерно распределяется по спектральным компонентам при разложении в ряд Фурье. Амплитуда сигнала от основной гармоники при времени одного шага  $0,1$  с в случае квадрупольного магнита будет на уровне  $1,5 \div 15$  мВ.

Бывают случаи, когда применение измерительной катушки оказывается затруднительным, например, в случае магнитов с малой апертурой или длинных магнитов, тогда для измерения может использоваться так называемый метод перемещаемой струны. В качестве датчика служит одна сторона длинной катушки («струна»), натянутая вдоль оси магнита и перемещаемая внутри с помощью системы позиционирования. Перемещения обоих концов струны происходят в параллельных плоскостях и в общем случае могут быть независимы. Обратный провод катушки фиксируется в области, свободной от магнитного поля. Если синхронно перемещать оба конца струны на одинаковое расстояние в одинаковом направлении, то получившейся индукционный сигнал, проинтегрированный по времени, окажется пропорционален первому интегралу компоненты поля, перпендикулярной плоскости перемещения [28].

Точность метода определения первого интеграла зависит от калибровки нуля и масштаба преобразования интегратора ( $10^{-4} \div 10^{-5}$ ) и точности системы позиционирования, которая может достигать величины 1 мкм ( $10^{-4}$  при перемещении на 10 мм). Такой способ измерения позволяет находить положение магнитной оси, наклон поля в дипольных магнитах и линзах, измерять величину градиента в квадрупольных линзах [29], определять величину первого интеграла в магнитных змейках [30]. Нетрудно оценить, что для достижения нестабильности измерений  $\langle BL \rangle$ , шум интеграла должен составлять:  $\langle Vs \rangle = \langle BL \rangle \cdot \Delta x$ . Так, для обеспечения погрешности 10 Гс·см, при длине ондулятора  $L = 400$  см и шаге  $\Delta x = 1$  мм необходим шум менее 10 нВ·с. Амплитуда сигнала, соответствующего 200 Гс·см (примерное значение интеграла поля земли по длине  $L$ ) окажется на уровне 4 мкВ при скорости движения струны 2 см/с. Для увеличения разрешающей способности системы измерительный датчик можно сделать состоящим из нескольких витков.

Способ перемещения, при котором один конец струны остается неподвижным, а второй – изменяет свое положение на заданную величину в

определенном направлении, позволяет измерять второй интеграл компоненты поля, перпендикулярной плоскости перемещения. Такой способ применяется при измерении магнитных змеек, обладающих большой длиной, когда суммирование значений карты поля, измеренное другими способами, не может обеспечить требуемую точность. Кроме того, подобный способ перемещения позволяет находить отклонение продольной оси в линзах от оси, вдоль которой натянута струна.

В практике измерения постоянных полей индукционным методом применяются перемещаемые катушки и других конструкций. Например, в вигглерах и ондуляторах для локализации пространственных неоднородностей поля, на которых набираются первые и вторые интегралы, применяются  $\lambda$ -катушки [31]. Продольный размер таких катушек делается равным периоду поля в магнитной змейке, благодаря чему происходит подавление основной компоненты при продольном перемещении катушки. В ИЯФ система на основе  $\lambda$ -катушек использовалась для измерения горизонтальных полей при настройке вигглеров-затухателей для ускорителя PETRA-III [30]. На Рис.1.5 а) изображена каретка с керамическим носителем 5-ти катушек, площадью  $wS = 3200 \text{ см}^2$  каждая. Расстояние между катушками 5 мм.

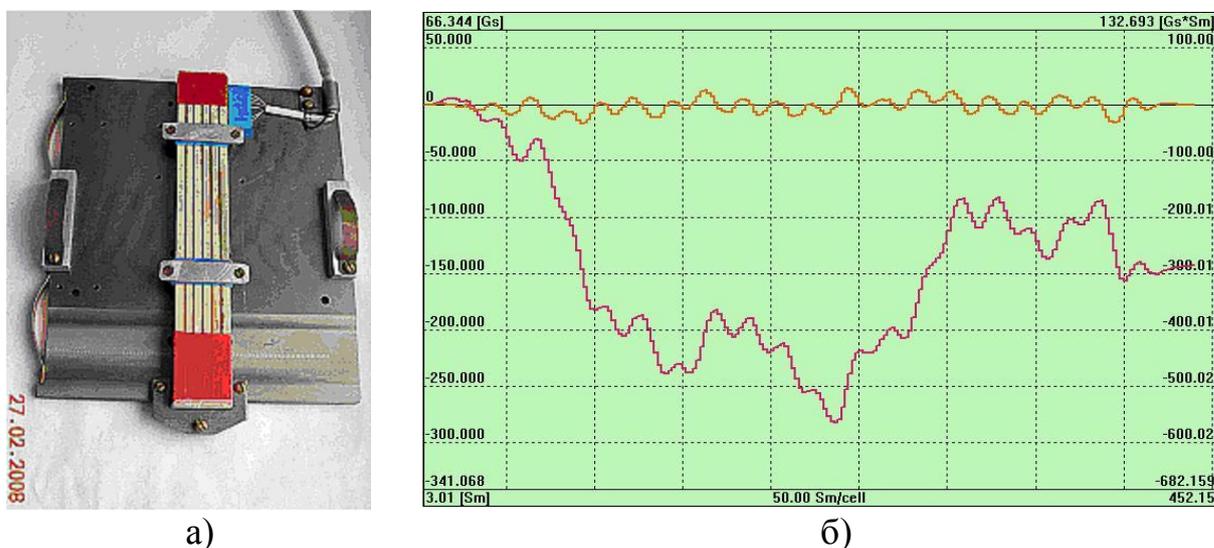


Рис.1.5. Измерение первого интеграла  $\lambda$ -катушкой: а) фотография катушки, б) измеренная зависимость поля и его первого интеграла от координаты.

Длина магнита составляет  $L = 400$  см, а каждое измерение представляет собой  $N = 200$  шагов через каждые 2 см. Время выполнения одного шага – 0,5 с. Индукционный сигнал, пропорциональный изменению горизонтального поля, интегрируется при перемещении между соседними положениями, давая приращение поля за один шаг. Приращения, просуммированные один раз, дают зависимость поля от продольной координаты (Рис.1.5 б) оранжевая кривая), а просуммированные дважды и умноженные на величину шага дают картину поведения первого интеграла (рис.1.5 б) красная кривая). Ошибку определения первого интеграла, накопленную к концу магнита, можно грубо оценить как  $\langle BL \rangle = L\sqrt{N} \frac{\langle Vs \rangle}{wS}$  где  $\langle Vs \rangle$  – шум интеграла в вольт-секундах за один шаг. Следовательно, используя численные данные рассматриваемого примера можно посчитать, что для получения погрешности  $\langle BL \rangle = 10$  Гс·см шум интегратора должен находится на уровне 60 нВ·с. Амплитуда индукционного сигнала с катушек не превосходит уровня нескольких милливольт.

Матрицы из катушек, имеющих малый размер (диаметр  $2 \div 4$  мм), переворачивающихся на  $180^\circ$  (flip-flop coils), применяются для измерения карты полей в магнитах с большой напряженностью поля (более 2 – 2,5Т) [32]. Масштаб преобразования таких датчиков практически не зависит от величины поля. Таким образом, данный метод демонстрирует высокую линейность в сравнении с датчиками Холла и может использоваться в полях с большой неоднородностью, в отличии от ЯМР. Оценим, какой необходим шум интеграла для обеспечения стабильности измерений на уровне  $\delta B = 0,5$  Гс, если площадь катушки  $wS = 10$  см<sup>2</sup>. При перевороте катушки на  $180^\circ$  поток через ее площадь будет изменяться с  $+\Phi$  до  $-\Phi$ , таким образом для оценки можно записать  $\langle Vs \rangle < 2wS\delta B = 100$  нВ·с. Амплитуда индукционного сигнала в поле в 2,5 Т будет лежать в диапазоне  $1 \div 5$  мВ, если поворот выполнять за  $1 \div 5$  с, что вполне осуществимо.

В заключение раздела приведем таблицу, резюмирующую параметры сигналов и необходимый уровень шума измерений для различных методик на основе перемещаемых катушек (таблица 1.2).

Из обзора методик видно, что уровни полезных сигналов с датчиков находятся в диапазоне от единиц микровольт до десятков милливольт, длительность измерений может достигать нескольких десятков секунд, а требуемый уровень шума лежит в пределах 10 – 100 нВ·с. Низкий уровень амплитуды полезных сигналов порождает жесткие требования к величине смещения нуля измерительной электроники. Причем абсолютное значение смещения нуля практически для любой методики поддается измерению и компенсации в процессе обработки результатов, в то время как дрейф нуля измерителя должен находиться на сравнимом уровне с требованиями к шуму интеграла.

Таблица 1.2. Уровень сигналов и требования к шуму при измерении постоянных полей.

Методика	Вращающаяся катушка	Струна	$\lambda$ - катушка	Flip-flop
Уровень сигнала	2 – 20 мВ	~10 мкВ	< 1мВ	1 – 5 мВ
Допустимый шум	>100нВ·с	>10нВ·с	>60нВ·с	>100нВ·с
Время интегрирования	0,1с/шаг, 128 шагов	0.1-1с	0,5с/шаг, 200 шагов	1 – 5 с

### **1.3. Обзор интегрирующих устройств для магнитных измерений и требования к современному поколению интеграторов**

Приступая к обсуждению интегрирующих устройств с разными принципами работы, полезно сформировать набор характеристик, который

позволит сравнивать эти устройства. Заметим, что какого-либо стандартизованного, или хотя бы общепринятого списка характеристик интеграторов, как законченных приборов, не существует, поэтому в технических описаниях разных устройств этот перечень различен.

Предлагаемые ниже характеристики, по мнению автора достаточно полно представляют интеграторы как самостоятельные специализированные устройства.

Начнем с метрологических характеристик, определяющих применимость прибора при решении тех или иных задач. В качестве основного, логично было бы определить такой параметр, как **диапазон измеряемых интегралов** (или набор диапазонов)  $[B \cdot c]$ , показывающий предельные значения измеряемых интегралов в зависимости от выбранной шкалы. Действительно, для приборов, базирующихся на некоторых методиках аппаратного интегрирования, такой параметр является вполне естественным. Например, для приборов на основе схемы классического аналогового интегратора, [5, 6], диапазон измеряемых интегралов зависит от произведения величин интегрирующей емкости и номинала входного резистора. Однако, как это будет видно при рассмотрении иных аппаратных реализаций, более общей характеристикой можно считать **диапазон интегрируемых сигналов**  $V_{FS}$  [В], задающий максимально допустимый размах сигнала на входе, при котором устройство выполняет интегрирование с заданной погрешностью.

Другими важными параметрами, характеризующими аналоговый тракт устройств, являются: **«вольтовая» нелинейность**, демонстрирующая статическую нелинейность прибора при интегрировании постоянного напряжения, а также **величина и стабильность смещения нуля** измерителя.

**Диапазон интервалов интегрирования**  $T$  – определяет минимальный и максимальный интервалы интегрирования, при которых сохраняется заданная погрешность.

**Неопределённость моментов начала и окончания интегрирования  $\delta T$**  – показывает точность привязки начала и, что особенно важно, окончания интегрирования, задавая мгновенное значение приращения магнитного потока (или поля).

**Абсолютная погрешность при времени интегрирования  $T$**  – показывает абсолютную ошибку интеграла  $\delta V_s$ , выраженную в [В·с], при заданном времени интегрирования. Абсолютная погрешность подвержена влиянию как уже перечисленных характеристик, так и принципиальных ограничений выбранного метода интегрирования. Поэтому проведение прямых измерений абсолютной ошибки интеграла следует считать необходимой метрологической процедурой, причем представлять результаты измерений удобно через отношение:  $\delta V_s / V_{FS} T$ .

**Зависимость шума интеграла от времени интегрирования** – показывает величину среднеквадратичного шума  $\langle V_s \rangle$  при данном интервале интегрирования на соответствующем амплитудном диапазоне и приводится в виде таблицы или графика.

**Относительный шум интеграла** – представляет собой предыдущий параметр, отнесенный к величине  $V_{FS} T$ . В случае импульсных измерений оказывается удобным рассматривать именно относительный шум, поскольку амплитуды сигналов с датчиков достаточно велики и нет проблемы реализовать предельные возможности шкалы прибора.

Дополнительно определим **разрешающую способность** [В·с] интеграторов как величину минимального регистрируемого изменения интеграла. Она может определяться шумом интеграла при минимальном интервале интегрирования или иными ограничениями, связанными с принципом действия.

При создании систем на основе интегрирующих измерителей востребованы функциональные и системные характеристики, описывающие

дополнительные свойства прибора. К ним можно отнести количество и тип измерительных каналов, описывающие количество и способ подключения сигналов (однопроводный или дифференциальный), величину входного сопротивления. Важное свойство - наличие и точность цепей калибровки измерительных трактов, а также встроенные устройства хранения и обработки данных.

Способы синхронизации с сигналами описывают количество внешних триггерных импульсов, наличие встроенного таймера, программного старта/стопа и способы их комбинирования. Также необходимо указать приборостроительный стандарт, список системных интерфейсов, потребляемые токи и габаритные размеры.

Теперь можно достаточно подробно рассмотреть наиболее известные методы интегрирования и их реализацию в конкретных приборах. Обзор начнём с описания интеграторов, использующих принцип преобразования напряжения в частоту. Этот принцип хорошо известен и в практике магнитных измерений применяется достаточно давно. Напомним, что частота выходных импульсов преобразователя пропорциональна входному напряжению. Измерение интеграла входного сигнала осуществляется путём подсчета импульсов на выходе преобразователя в течение времени интегрирования. Конечный квант по времени, присущий преобразователям «напряжение – частота», и имеющий величину  $1 - 5$  мкс заметно ограничивает динамический диапазон интегратора при времени интегрирования менее  $0.1$  с, однако при интервалах свыше  $1$  с диапазон достигает  $18 - 20$  бит. Вследствие этого такие интеграторы применяются лишь при работе с сигналами, имеющими длительность от единиц до десятков секунд.

Одним из самых известных и широко используемых до настоящего времени интеграторов, выполненных на описанном принципе, является прибор PDI 5025 швейцарской фирмы Metrolab Instruments SA [7]. В таблице 1.3 представлен перечень его характеристик.

Таблица 1.3. Перечень основных характеристик интегратора PDI 5025.

Параметр				
Диапазон (шкала) измеряемых сигналов (В)	5 В	0.5 В	50 мВ	5 мВ
Разрешающая способность (В·с)	$2 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-8}$
Зависимость шума интеграла (В·с) от времени интегрирования T:				
1 с	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-7}$
10 с	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$
100 с	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$
Относительная погрешность интегрирования при времени интегрирования T:				
1 с	$2 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{-5}$
10 с	$2 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-4}$
100 с	$2 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-3}$
Диапазон интервалов интегрирования при сохранении погрешности менее $10^{-4}$ (с)	1–100	1–50	1–16	1–2.5
Неопределённость моментов начала и окончания интегрирования			2 мкс	

Из анализа данных таблицы видно, что диапазоны 5 мВ и 50 мВ не очень важны, т.к. работа на этих диапазонах не имеет заметных преимуществ по сравнению с более грубой шкалой 500 мВ. Также можно сделать вывод, что при разумных погрешностях время интегрирования не может превышать 20-30 секунд, что, впрочем, вполне достаточно для большинства магнитных измерений.

Описываемый далее прибор является одной из недавних разработок и обладает уникальными, как считают разработчики параметрами, («It is the fastest and most accurate integrator for integrating analog voltages in real-time») [4]. В нём также используется преобразователь «напряжение – частота». Интегратор применяется для коррекции магнитного поля в синхротроне Heidelberg Ion Therapy Center HIT.

В его состав входят два поочередно работающих канала, входы которых объединены (Рис.1.6).

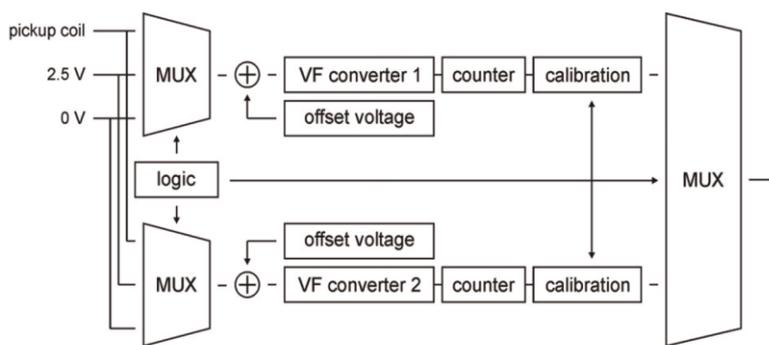


Рис.1.6. Схема объединения каналов интегратора НИТ.

малого смещения нуля при рабочем цикле подъёма поля длительностью 10 секунд. В течение этого времени оба тракта устройства поочередно калибруются с периодом 2 с. Помимо калибровки, двухканальная схема обеспечивает получение непрерывного интеграла, т.е. высокоточной осциллограммы поля, благодаря чему и удалось реализовать механизм коррекции поля в синхротроне.

Parameter	Units	
Integrator		
Resolution	20	Bit
Resolution LSB	$10^{-5}$	Vs
Output Range	$\pm 5.24$	Vs
Pickup Coil Voltage up to	$\pm 4.8$	V
Integrator Stability @ $1\sigma$		
10s	$2 \cdot 10^{-5}$	Vs
	3.8	ppm

Рис.1.7. Параметры интегратора НИТ.

сделать вывод, что данный прибор в целом близок по параметрам к PDI 5025, но имеет лучшую относительную погрешность ( $4 \cdot 10^{-6}$ ) при временах интегрирования 10 с.

Заслуживают обсуждения интеграторы, в котором применяются способы получения интеграла с помощью современных быстродействующих и высокоразрядных АЦП. Одним из наиболее ярких примеров служит рекламируемая в последнее время модель FDI 2056 уже упоминавшейся выше компании Metrolab Instruments SA [8]. Во введении говорилось, что этот прибор

Когда один канал занят интегрированием, другой калибруется с помощью встроенного калибратора. Калибровка необходима для получения высокой стабильности масштаба и

Параметры прибора, скопированные из [4], показаны на Рис.1.7. Разработчики приводят данные лишь для одного времени интегрирования – 10 с. Если пользоваться терминами, применявшиеся выше, то можно

использует метод прямого цифрового интегрирования, когда для вычисления интеграла отсчёты быстродействующего и точного АЦП суммируются и умножаются на величину интервала между ними, что выполняется во встроенном процессоре «на борту» модуля. Упрощенная структурная схема FDI 2056 представлена на Рис.1.8 а). Для получения отсчётов применяется АЦП последовательного приближения, обладающий темпом преобразования 2 мкс/отсчет и разрядностью 18 бит. Прибор непрерывно вычисляет интеграл входного сигнала в интервалах между триггерными синхроимпульсами  $t_k$ . Для уменьшения погрешности привязки интервала интегрирования, определяемой дискретизацией входного сигнала с периодом 2 мкс, цифровая логика прибора измеряет время прихода синхроимпульса относительно момента выборки АЦП 50 нс.

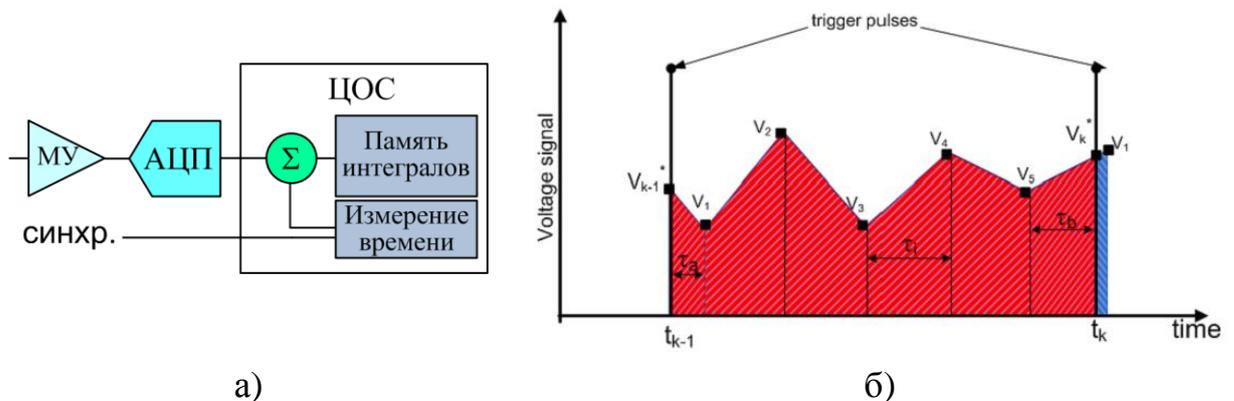


Рис.1.8. Принцип работы FDI2056: а) структурная схема устройства, б) результат измерения.

Очередной частичный интеграл вычисляется с учетом этого времени, используя трапецеидальную интерполяцию отсчетов, расположенных на границе интервала интегрирования, (Рис.1.8 б)) [33]. Суммируя последовательности частичных интегралов и интервалов времени можно восстановить зависимость магнитного потока и ось времени. Однако, повышение точности привязки интервала интегрирования путем интерполяции отсчетов АЦП, как это было указано во Введении, хорошо работает только для

медленно меняющихся сигналов и плохо подходит для задач импульсных измерений. Для демонстрации этого утверждения рассмотрим случай измерения типичного импульсного сигнала с бесконечно крутым фронтом (Рис.1.9). Предположим для простоты рассуждений также и то, что импульсы начала и окончания интегрирования абсолютно точно совпадают с фронтом индукционного импульса и с моментом достижения максимума поля, которое необходимо измерить.

Из рассматриваемого примера можно заключить, что трапецеидальная интерполяция отсчетов хорошо работает на синусоидальном участке импульса, однако передний фронт оказывается неизбежным источником ошибки. В наихудшем случае расположения моментов выборки АЦП относительно сигнала поля ошибка интеграла может достичь величины:

$$\delta I_T = \frac{(\delta\Phi)_{\max}}{\Phi_0} = \frac{T_S}{2\Phi_0} \cdot \left. \frac{d\left(\Phi_0 \cos\left(\frac{\pi t}{2T_M}\right)\right)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{\pi\Phi_0/2T_M \cdot T_S}{\Phi_0 \cdot 2} = \frac{\pi T_S}{4T_M}.$$

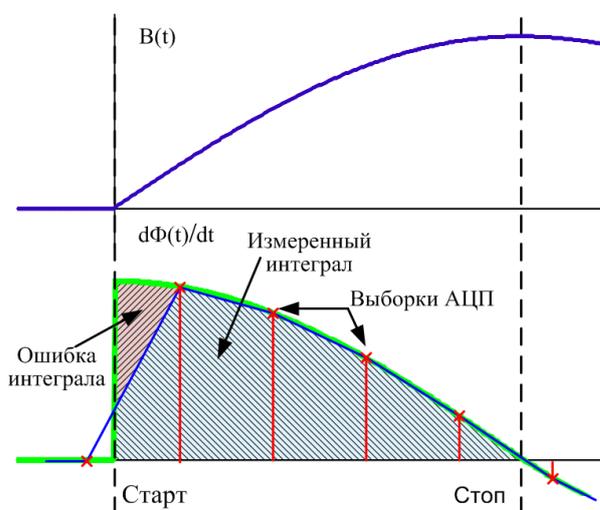


Рис.1.9. Погрешность прямого цифрового интегрирования.

В качестве  $\Phi_0$  обозначена амплитуда магнитного потока,  $T_M$  – время до максимума магнитного поля,  $T_S$  – интервал выборки АЦП. Для интегратора FDI 2056  $T_S = 2$  мкс, следовательно, если необходимо обеспечить стабильность измерения лучше, чем  $\delta I_T = 10^{-4}$  длительность импульса магнитного поля должна быть более 16 мс, что непригодно для многих импульсных измерений.

Причем в случае несинхронности выборок АЦП и входного сигнала эта погрешность приведет к неповторяемости измерений. Рассмотренный пример

демонстрирует ограничения прямого метода цифрового интегрирования лишь на качественном уровне. Например, в случае использования прямоугольной интерполяции отсчетов, точный механизм определения времени прихода импульсов синхронизации относительно моментов выборок АЦП значительно снизил бы величину погрешности на фронте.

Однако, избежать ошибок прямого цифрового интегрирования в случае широкополосных сигналов в общем случае невозможно. Более подробно данное утверждение рассмотрено в первом разделе следующей главы. Завершая описание FDI 2056, приведём его характеристики (таблица 1.4).

Таблица 1.4. Параметры FDI 2056.

Параметр	Величина
Частота и разрядность АЦП	500 кВыб/с, 18 бит
Неопределённость моментов начала и окончания интегрирования	50 нс
Диапазон измеряемых сигналов	$\pm 0,1\text{ В} - \pm 100\text{ В}$
«Вольтовая» нелинейность	$\pm 7 \cdot 10^{-6}$
Дрейф масштаба преобразования	0,2% в диапазоне $27^{\circ}\text{C} \div 36^{\circ}\text{C}$
Шум интеграла	200 нВ·с при шкале $\pm 0,1\text{ В}$ и $T_{\text{инт.}} = 1\text{ с}$ 1,8 мкВ·с при шкале $\pm 2\text{ В}$ и $T_{\text{инт.}} = 1\text{ с}$

Ограничения прямого метода цифрового интегрирования при измерении импульсных сигналов в микросекундном диапазоне свидетельствуют о правильности альтернативных подходов в реализации интеграторов на основе прецизионных высокоразрядных АЦП, предложенных в [10], и целесообразности продолжения работ именно в этом направлении.

В разделах 1.1 и 1.2 настоящей главы при описании различных методик делались оценки уровней сигналов, времён интегрирования, допустимых шумов. Основываясь на этих оценках (таблицы 1.1 и 1.2) и учитывая характеристики описанных в данной главе устройств, сформулируем

достаточно общие требования к некоему «универсальному» интегратору, имеющему такой набор параметров, которые позволят успешно проводить не только измерения большинства магнитных элементов современных ускорителей, но и обладать некоторым запасом на будущее, таблица 1.5.

Таблица 1.5. Параметры универсального цифрового интегратора.

Параметр	Значение	
Метрологические характеристики		
Диапазоны измеряемых сигналов	0.5 В – 50 В	
«Вольтовая нелинейность»	не хуже $\pm 1 \cdot 10^{-5}$	
Диапазоны интервалов интегрирования	5 мкс – 50 с	
Неопределённость моментов начала и окончания интегрирования	$\pm 5$ нс	
Абсолютная ошибка интеграла	$T_{\text{инт.}} < 5$ мкс	не хуже $\pm 1 \cdot 10^{-3}$
	$T_{\text{инт.}} = (10 \text{ мкс} - 1 \text{ мс})$	не хуже $\pm 1 \cdot 10^{-4}$
	$T_{\text{инт.}} > 1$ мс	не хуже $\pm 1 \cdot 10^{-5}$
Шум интеграла	$T_{\text{инт.}} = (10 \text{ мкс} - 10 \text{ мс})$	$< 10^{-5}$ относительно $V_{FS}T$
	$T_{\text{инт.}} = (0.1 \text{ с} - 1 \text{ с})$	$< 10$ нВ·с
	$T_{\text{инт.}} > 10$ с	$< 100$ нВ·с
Функциональные характеристики		
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Встроенная калибровка и коррекция данных</li> <li>• Не менее 2 каналов</li> <li>• Наличие осциллографического режима</li> <li>• Один (или комбинация) из распространенных интерфейсов: RS232, CAN Bus, VME, PCI, PCIe, LAN</li> <li>• Гибкая логика синхронизации интервала интегрирования</li> </ul>		

Амбициозная задача по созданию универсального многофункционального интегратора заставляет крайне внимательно проанализировать теоретические аспекты метода цифрового интегрирования с тем, чтобы определить его предельные возможности и постараться максимально к ним приблизиться. Такой анализ будет проведён в следующей главе.

## **Глава 2. Теоретические основы метода цифрового интегрирования**

Цифровой метод интегрирования подразумевает приближение интеграла исходного сигнала суммой цифровых отсчетов АЦП, преобразующего этот сигнал, умноженной на время между отсчётами. Такому достаточно очевидному способу присущи два принципиальных источника погрешности. Один обусловлен дискретизацией сигнала, т.е. заменой непрерывного сигнала последовательностью выборок. В первом разделе данной главы проводится достаточно подробный и строгий анализ погрешностей цифрового интегрирования, связанных с дискретизацией, что позволило определить методические, т.е. предельные возможности цифрового интегрирования. В результате были сформулированы требования к структуре и элементам сигнального тракта цифровых интеграторов.

Другой источник погрешностей связан с преобразованием в цифровую форму дискретных отсчётов исходного сигнала, т.е. с его квантованием по уровню. Эти погрешности включают систематические ошибки и ошибки, имеющие статистический характер. Если систематические ошибки (нелинейность преобразования, ошибки нуля и масштаба) не зависят или слабо зависят от времени интегрирования, то статистические ошибки (шум, вносимый измерительным трактом) по своей сути нестационарны. Причем поведение шума интеграла в зависимости от времени интегрирования определяется спектральными свойствами шума тракта. В физических исследованиях повторяемость измерений, определяемая шумом, всегда является более важным параметром, чем ошибка масштаба или нелинейность. Поэтому второй раздел главы посвящен детальному анализу шума интегралов. Как итог этого анализа определены факторы, ограничивающие разрешающую способность метода с

точки зрения шумов при больших временах интегрирования. Потенциальные возможности по их преодолению рассмотрены в Главе 5.

## 2.1. Точность приближения интеграла сигнала суммой дискретных отсчетов

В разделе 1.3 был продемонстрирован частный случай возникновения ошибки цифрового интегрирования, вызванной дискретизацией типичного индукционного сигнала от импульсного поля. Рассмотрим величину ошибки приближения интеграла сигнала суммой дискретных отсчетов, умноженной на время между отсчётами, для более общего случая: интегрирования произвольных сигналов, но в бесконечных пределах по времени. Иными словами, вычислим следующую величину:

$$\delta V_S = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) \cdot T_S - \int_{-\infty}^{\infty} f_{in}(t) dt .$$

Для анализа погрешностей цифрового метода интегрирования, связанных с дискретизацией сигнала, оказывается удобным использовать спектральное представление сигналов, а полученный результат может быть распространён и на конечные пределы интегрирования. Сразу же заметим, что из преобразования Фурье следует, что искомый интеграл сигнала – это его спектральная компонента с нулевой частотой:

$$S_{in}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{in}(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \Big|_{\omega=0} = \int_{-\infty}^{\infty} f_{in}(t) dt .$$

В результате дискретизации исходный сигнал представляется виде последовательности отсчетов  $\{x(k)\} = \{f_{in}(kT_S)\}$ , взятых с периодом  $T_S$ . Представим дискретные выборки в виде последовательности дельта-функций с соответствующими множителями и задержками по времени:

$$f_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) \delta\left(\frac{t-kT_s}{T_s}\right) = f_{in}(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\frac{t-kT_s}{T_s}\right).$$

Последнее равенство написано в силу того, что дельта-функция равна нулю всюду, кроме точек  $t = kT_s$ , в которых значения  $x(k)$  можно заменить исходным сигналом. Спектр такой функции представляет собой сумму копий спектров исходного сигнала  $S_{in}(\omega)$ , сдвинутых на целое число частот дискретизации  $\omega_k = 2\pi k/T_s$ :

$$S_d(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{in}\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_s}\right).$$

Доказательство этого выражения можно найти, например, в [34, с.131]. Рассмотрим, чему будет равен интеграл сигнала  $f_d(t)$ . Можно увидеть, что с одной стороны – это сумма отсчетов, умноженных на период дискретизации:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f_d(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{in}(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\frac{t-kT_s}{T_s}\right) dt = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f_{in}(t) \delta\left(\frac{t-kT_s}{T_s}\right) dt = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) T_s.$$

В то же время этот интеграл равен компоненте спектра  $S_d(\omega)$  на нулевой частоте:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f_d(t) dt = S_d(0) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{in}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) = S_{in}(0) + 2 \operatorname{Re}\left(\sum_{k=1}^{+\infty} S_{in}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right)\right).$$

Таким образом, для ошибки приближения интеграла исходного сигнала суммой дискретных отсчетов, можно записать:

$$\delta V_s = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) \cdot T_s - \int_{-\infty}^{\infty} f_{in}(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} f_d(t) dt - \int_{-\infty}^{\infty} f_{in}(t) dt.$$

Заменяв интегралы в обоих слагаемых соответствующими компонентами спектров на нулевой частоте, окончательно получим:

$$\delta V_s = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k) \cdot T_s - \int_{-\infty}^{\infty} f_{in}(t) dt = S_d(0) - S_{in}(0) = 2 \operatorname{Re}\left(\sum_{k=1}^{+\infty} S_{in}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right)\right) \quad (2.1)$$

Выражение 2.1 является важнейшим при анализе ошибок цифрового интегрирования, поскольку объясняет методические источники погрешности,

вызванные дискретизацией. Действительно, выражение справа есть не что иное, как сумма спектральных компонент исходного сигнала на частотах, кратных частоте выборки  $F_s=1/T_s$ . Компоненты сигнала с частотами  $k \cdot F_s$  в результате дискретизации превращаются в компоненты с нулевой частотой, т.е. дают ошибочную добавку к  $S_{in}(0)$ . Наглядно этот процесс представлен на Рис.2.1.

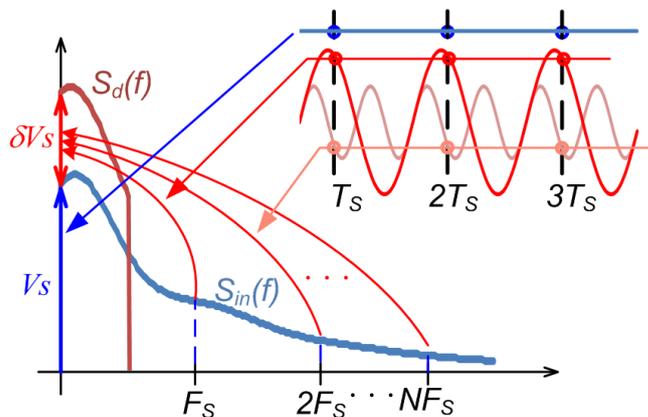


Рис.2.1. Пояснение к возникновению ошибки цифрового интегрирования.

На качественном уровне ошибку интеграла можно было предвидеть, исходя из теоремы Котельникова [35]: ведь если сигнал не содержит спектральные компоненты, выходящие за  $F_s/2$ , то он, а следовательно, и его интеграл, могут быть восстановлены абсолютно точно. Но, как видно из выражения (2.1), в данном случае

требования к спектру сигнала несколько слабее: интеграл может быть получен абсолютно точно, если спектр сигнала не выходит за  $F_s$ . Между тем, специализированная интерполяция отсчетов АЦП может в некоторых случаях заметно снизить ошибку интеграла. Однако, в общем случае даже самая сложная постобработка дискретных отсчетов не в состоянии свести к нулю методическую ошибку цифрового интегрирования, если спектр сигнала выходит за  $F_s$ . Именно по этой причине в Главе 1 сделано утверждение, что метод прямого цифрового интегрирования, применённый в приборе FDI 2056, несмотря на использование алгоритма трапецидальной интерполяции отсчетов с учетом измеряемого времени прихода импульсов синхронизации относительно выборок АЦП, не позволяет измерять интегралы импульсных сигналов с хорошей точностью.

Выражение (2.1) также объясняет двукратное расхождение результатов моделирования ошибки цифрового интегрирования и теоретических оценок, представленных ранее в таблице 3.2 в работе [10].

Для того, чтобы сделать ряд практически полезных выводов, выполним дальнейшие преобразования выражения (2.1). Рассмотрим геометрическую аналогию используемых в формуле математических операций. Каждая спектральная компонента  $S_{in}(2\pi k/T_S)$  – это комплексное число, которое можно представить в виде вектора на комплексной плоскости, а ошибка интеграла представляет собой проекцию на действительную ось суммарного вектора. В свою очередь спектр сигнала можно представить в виде амплитудной и фазовой части:  $S_{in}(\omega) = A(\omega)\exp(iB(\omega) - i\omega t)$ . Данное выражение также отражает еще и то, что спектры сигналов, имеющих одну и ту же форму, но сдвинутых друг относительно друга на произвольное время  $t$ , отличаются друг от друга только множителем  $\exp(-i\omega t)$ . Следствием такой задержки  $t$  будет являться то, что каждый  $k$ -ый вектор  $S_{in}(2\pi k/T_S)$  будет поворачиваться на свой угол  $2\pi kt/T_S$ . А значит, суммарный вектор, его проекция на действительную ось, а следовательно и ошибка интеграла будут зависеть от этого времени  $t$ , несмотря на то, что форма интегрируемого сигнала неизменна.

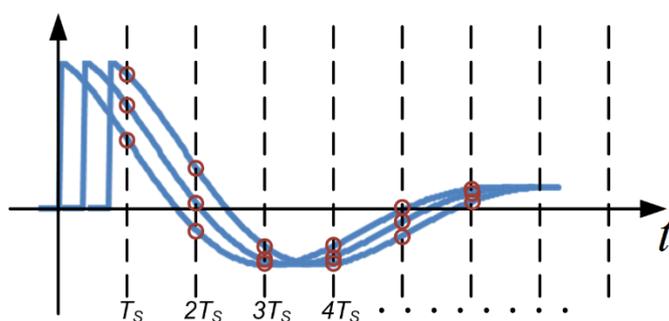


Рис.2.2. Различные относительные фазы сигнала и моментов цифровой выборки.

(Рис.2.2). Причем в случае, если тактовый генератор, задающий частоту  $F_S$ , и интегрируемый сигнал не синхронизованы, переменная  $t$  может с одинаковой вероятностью принимать любое значение из этого интервала. Ошибка

Для рассматриваемого случая дискретных отсчетов, не ограничивая общности рассмотрения, можно положить, что  $t$  принимает значения только от 0 до  $T_s$ , показывая относительную фазу моментов цифровой выборки и сигнала

интеграла в таком общем (и довольно распространенном) случае начинает носить статистический характер. Но тогда имеет смысл определить среднее и среднеквадратичное отклонения ошибки интеграла:

$$\overline{\delta V_S} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \delta V_S(t) dt = \frac{2}{T_S} \operatorname{Re} \left( \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ A \left( \frac{2\pi k}{T_S} \right) \exp \left( iB \left( \frac{2\pi k}{T_S} \right) \right) \int_0^{T_S} \exp \left( -\frac{2\pi kt}{T_S} \right) dt \right\} \right) = 0.$$

Оказывается, что в среднем по набору относительных фаз выборки и сигнала ошибка интеграла, вызванная процедурой дискретизации, равна нулю. Опуская громоздкие вычисления, запишем результат для среднеквадратичного отклонения ошибки интеграла:

$$\langle \delta V_S \rangle = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} (\delta V_S(t))^2 dt} = \sqrt{2 \sum_{k=1}^{+\infty} A^2 \left( \frac{2\pi k}{T_S} \right)}. \quad (2.2)$$

Таким образом, можно сделать два основных вывода:

- В общем случае ошибка интеграла, вызванная процедурой дискретизации широкополосного сигнала, имеющего произвольную фазу относительно моментов выборок, носит статистический характер.
- Среднеквадратичное значение этой ошибки зависит только от вида амплитудного спектра сигнала и определяется выражением (2.2).

Формула (2.2) указывает на способ получения пренебрежимо малых ошибок цифрового интегрирования: для этого необходимо в тракте устройства иметь фильтр низких частот (ФНЧ), который, оставив интеграл сигнала – то есть нулевую компоненту спектра неизменной, ограничит до требуемой величины спектральные компоненты входного сигнала, начиная с частоты  $F_s$ .

Модифицировать выражение (2.2) в случае применения ФНЧ можно, добавив коэффициенты амплитудно-частотной характеристики фильтра в соответствующих точках:

$$\langle \delta V_S \rangle = \sqrt{2 \sum_{k=1}^{+\infty} \left( A \left( \frac{2\pi k}{T_S} \right) K \left( \frac{2\pi k}{T_S} \right) \right)^2}.$$

Где  $K(2\pi k/T_S)$  – это коэффициенты АЧХ фильтра. Видно, что ошибка цифрового интегрирования будет зависеть как от выбора частоты дискретизации и формы интегрируемого сигнала, так и от АЧХ фильтра.

В практических применениях для достижения заданной точности интеграла можно ограничиться оценкой подавления фильтра на частоте дискретизации  $F_S$ , подбирая его порядок и частоту среза. Такое утверждение основано на анализе АЧХ различных известных фильтров, проведённом в Приложении А.

Однако, использование фильтра приведёт не только к ограничению спектральных компонент, но и к нежелательному искажению сигнала во временной области, что сделает невозможным точную синхронизацию интервала интегрирования. По этой причине необходимо сначала выделить во времени ту часть сигнала, которая далее будет подвергнута фильтрации и интегрированию. Это можно сделать, добавив в измерительный тракт до фильтра быстродействующий ключ, пропускающий необходимую часть сигнала. Поскольку точная синхронизация обеспечивается теперь с помощью ключа, можно применить фильтр, с необходимыми частотными характеристиками, «растянув» сигнал во времени. Это в свою очередь позволяет применить медленные, высокоразрядные АЦП и тем самым максимально приблизиться к теоретическому пределу методической погрешности. Таким образом, структурная схема сигнального тракта многофункционального цифрового интегратора, должна содержать три принципиальных элемента: быстродействующий аналоговый ключ, фильтр низких частот, высокоразрядный АЦП. Эта структура показана на Рис.2.3. Также на рисунке продемонстрирован вид сигнала в разных точках схемы. Процедура измерения разбивается на несколько этапов:

1. До начала интегрирования ключ находится в положении “L”.
2. С началом фазы интегрирования ключ переводится в положение “Н”, и сигнал поступает на вход ФНЧ и АЦП, отсчеты которого суммируются.
3. При поступлении импульса триггера (момент измерения интеграла), быстродействующий ключ вновь переводится в положение L, отсекая сигнал, однако суммирование некоторого числа отсчетов продолжается для того, чтобы учесть переходной процесс фильтра, содержащий информацию об искомом интеграле.

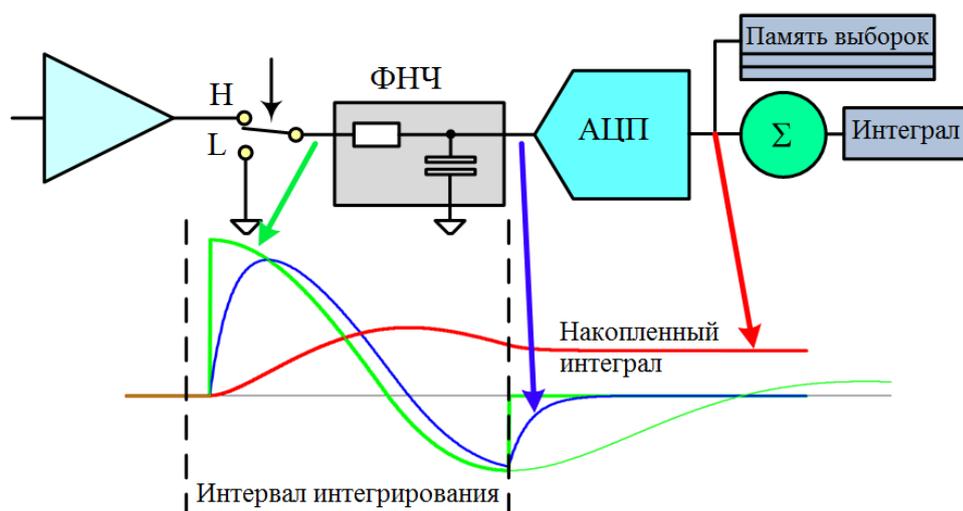


Рис.2.3. Структурная схема цифрового интегратора и сигналы в различных точках схемы.

Интегратор с такой структурой будем называть цифровым интегратором с точной синхронизацией интервала интегрирования. Основные свойства такой схемы можно окончательно сформулировать следующим образом:

- Точная синхронизация интервала интегрирования осуществляется за счет постановки быстродействующего аналогового ключа, при этом погрешность моментов начала и окончания интегрирования находится на уровне единиц наносекунд.
- Расположенный за ключом ФНЧ обеспечивает необходимый уровень методической погрешности приближения интеграла суммой цифровых отсчетов.

## 2.2. Влияние шума электроники

Пренебрежимо малая погрешность, достижение которой выглядит вполне реальным в описанной выше структуре, заставляет детально проанализировать другие источники ошибок, из которых наиболее принципиальными являются шумы, определяющие неповторяемость измерений.

Оценим шум интеграла, полагая, что среднеквадратичное значение шума выборок АЦП равно  $\langle x_{ADC} \rangle$ . Предположив для начала, что шумовые выборки АЦП статистически независимы, можно написать следующее выражение для шума интеграла  $\langle V_S \rangle$  в случае суммирования  $N$  отсчетов:

$$\langle V_S \rangle = \left\langle \sum_{k=1}^N (x(k) T_S) \right\rangle = (\langle x_{ADC} \rangle \sqrt{N}) T_S.$$

Данное выражение можно модифицировать, если ввести время интегрирования  $T = NT_S$  и частоту  $F_S$  тактирования АЦП:

$$\langle V_S \rangle = \frac{\langle x_{ADC} \rangle}{\sqrt{F_S}} \sqrt{T} = \eta_{ADC} \sqrt{T}. \quad (2.4)$$

Параметр  $\eta_{ADC}$  характеризует спектральную плотность шума цифровых выборок, определяемую суммарным шумом тракта преобразования. Однако, данный параметр вполне применим и непосредственно к микросхеме АЦП, вследствие чего он может быть использован для выбора преобразователей. В таком случае  $\eta_{ADC}$  целесообразнее выразить через «паспортные» параметры АЦП: шкалу преобразования  $V_{FS}$ , отношение сигнала к шуму  $SNR$ , частоту выдачи отсчетов  $F_S$ . Воспользовавшись тем, что  $SNR$  обычно определяется как выраженное в децибелах отношение действующего значения синусоидального сигнала с амплитудой равной половине шкалы АЦП, к среднеквадратичному шуму:

$$SNR = 20 \log \left( \frac{V_{FS}}{2\sqrt{2}} / \langle x_{ADC} \rangle \right).$$

Выразив из этого определения среднеквадратичный шум выборок АЦП:

$$\langle x_{ADC} \rangle = \frac{V_{FS}}{2\sqrt{2}} 10^{-\frac{SNR}{20}},$$

можно записать:

$$\eta_{ADC} = \frac{V_{FS}}{2\sqrt{2F_s}} 10^{-\frac{SNR}{20}}. \quad (2.5)$$

Введем величину относительного шума в зависимости от времени интегрирования, разделив шум интегралов на максимальное значение, равное произведению шкалы преобразования  $V_{FS}$  на время интегрирования  $T$ :

$$D = \frac{\langle V_s \rangle}{V_{FS} T}. \quad (2.6)$$

Подставив в (2.6) выражение (2.4) можно получить зависимость относительного шума интеграла от времени интегрирования (2.7):

$$D = \frac{\eta_{ADC}}{V_{FS} \sqrt{T}}. \quad (2.7)$$

А используя (2.5) выразить данную величину через параметры АЦП:

$$D_{ADC} = \frac{10^{-\frac{SNR}{20}}}{2\sqrt{2F_s T}}. \quad (2.8)$$

Полученный параметр позволяет проводить прямые сравнение АЦП, обладающих разной шкалой преобразования. В таблице 2.1 приведены данные для АЦП различной производительности, доступные на момент разработки интеграторов VsDC2 и VsDC3.

Первые три прибора принадлежат к классу  $\Sigma\Delta$ -АЦП: от разработанного для нужд сейсмологии высоколинейного, узкополосного *ADS1282*, до имеющего сравнительно высокий темп постановки отсчетов *AD7763*. Оставшиеся два прибора – это АЦП последовательного приближения *AD7986* и высокопроизводительный конвейерный *AD9430*. Из результатов сравнения видно, что наименьшим значением  $\eta$  обладает преобразователь  $\Sigma\Delta$ -АЦП

AD7763, обеспечивающий среднюю, среди представленных образцов, производительность.

Таблица 2.1. Сравнение различных моделей АЦП, представленных на рынке.

Модель	ADS1282	AD7767	AD7763	AD7986	AD9430
Производительность	250 Выб/с	128 кВыб/с	625 кВыб/с	2 МВыб/с	200 МВыб/с
Потребл. мощность	25 мВт	15 мВт	950 мВт	15 мВт	1,3 Вт
Разрядность, бит	32	24	24	18	12
Шкала	5 В	5 В	6.2 В	10 В	1.5 В
Нелинейность	$\pm 0.25 \cdot 10^{-6}$	$\pm 3.5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 4 \cdot 10^{-6}$	$\pm 4 \cdot 10^{-6}$	$\pm 1 \cdot 10^{-4}$
SNR	130 дБ	109 дБ	107 дБ	97 дБ	65 дБ
Параметр $\eta$ , нВ/ $\sqrt{Гц}$	35.4	17.5	13.7	35.5	21.2
$D_{ADC}$ при $T=1с$	$7.1 \cdot 10^{-9}$	$3.5 \cdot 10^{-9}$	$2 \cdot 10^{-9}$	$3.5 \cdot 10^{-9}$	$14 \cdot 10^{-9}$

В рамках рассматриваемой модели относительный шум  $D$  должен уменьшаться обратно пропорционально квадратному корню от времени интегрирования, как следует из (2.7) или (2.8). Однако, экспериментальная зависимость шума интеграла от времени, впервые обнаруженная в опытных образцах интеграторов и представленная на Рис.3.16 в [10] не соответствует рассмотренным выше закономерностям. Ниже анализируется причина этого несоответствия. Отметим, что в дальнейших рассуждениях будет широко использоваться понятие спектра мощности шума, равного квадрату спектральной плотности. Это позволит просто суммировать вклады различных источников шума.

Напомним, что выражения (2.6, 2.7) получены при условии статистической независимости шума выборок АЦП. Такое предположение эквивалентно тому, что спектральная плотность шума  $\eta_{ADC}$  постоянна во всей полосе частот. Такой шум в дальнейшем будем называть широкополосным и иметь ввиду, что цифровые выборки широкополосного шума статистически

независимы. Однако, в электронных системах в низкочастотной области как правило доминирует шум, спектральная мощность которого ведет себя близко к  $1/f$ . Такой шум принято характеризовать частотой среза  $f_c$ , при которой спектральная мощность шума  $1/f$  сравнивается со спектральной мощностью широкополосного шума  $\eta_{ADC}^2$ . При таком определении  $f_c$  можем для спектральной мощности шума выборок  $S_{ADC}^2$  написать:

$$S_{ADC}^2(f) = \eta_{ADC}^2 \left( 1 + \left( \frac{f_c}{f} \right) \right). \quad (2.9)$$

Проанализируем, как изменится вид зависимости шума интеграла от времени интегрирования в этом случае, когда шум в тракте измерения растёт в низкочастотной области. Известно [36, выражение 4.34], что дисперсия шума  $\langle x_{ADC} \rangle^2$  выражается через спектральную плотность мощности этого шума  $S_X^2$  как:

$$\langle x \rangle^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_X^2(f) df.$$

Учтем еще и то, что спектр мощности шума на выходе линейной системы  $S_Y^2$  определяется произведением спектра мощности входного шума  $S_X^2$  на квадрат модуля передаточной функции системы  $K(f)$  [36, выражение 7.2]:

$$S_Y^2(f) = |K(f)|^2 S_X^2(f).$$

Тогда, для среднеквадратичного шума интеграла при заданном времени интегрирования можно записать:

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{ADC}^2(f) |K_T(f)|^2 df = 2 \int_0^{+\infty} S_{ADC}^2(f) |K_T(f)|^2 df, \quad (2.10)$$

где  $K_T(f)$  – коэффициент передачи линейной системы, выполняющей интегрирование входного сигнала в течение времени  $T$ . Последнее равенство написано в силу четности подынтегрального выражения. Для нахождения  $K_T(f)$  можно пойти строгим путем, выполнив преобразование Фурье от импульсной характеристики интегрирующего звена [36, раздел 5.3], такой способ

представлен в Приложении Б. Однако, заметив, что в выражение (2.10) входит только модуль  $|K_T(f)|$ , можно получить искомый множитель, взяв модуль от проинтегрированного от 0 до  $T$  гармонического сигнала частоты  $f$ :

$$|K_T(f)| = \left| \int_0^T e^{i2\pi ft} dt \right| = \frac{\sin(\pi fT)}{\pi f}.$$

Подставив данное выражение в (2.10), можем окончательно записать:

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = 2 \int_0^{+\infty} S_{ADC}^2(f) \left( \frac{\sin(\pi fT)}{\pi f} \right)^2 df. \quad (2.11)$$

Используя (2.9), получим выражение для расчета дисперсии шума интегралов в случае наличия в тракте интегратора  $1/f$  шума:

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = 2\eta_{ADC}^2 \int_0^{\infty} \left( 1 + \left( \frac{f_c}{f} \right) \right) \frac{\sin^2(\pi fT)}{(\pi f)^2} df. \quad (2.12)$$

Представленный интеграл имеет особенность при нулевой частоте. Рассуждая о реальном устройстве, ограничение пределов интегрирования по частоте как снизу, так и сверху выглядит вполне правомерным. Например, в [37] обоснованием выбора нижней границы интегрирования служит тот факт, что проводимая периодически калибровка смещения нуля измерительного устройства должна приводить к подавлению низкочастотных компонент шума.

Для того, чтобы двигаться дальше и сделать ряд качественных выводов, формально введем ненулевой нижний предел интегрирования как  $f_L$  и получим:

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = \eta_{ADC}^2 T + 2\eta_{ADC}^2 f_c T^2 \int_{\pi T f_L}^{\infty} \frac{\sin^2(x)}{x^3} dx = \eta_{ADC}^2 T + 2\eta_{ADC}^2 f_c G(Tf_L) T^2 \quad (2.13)$$

Интеграл во втором слагаемом, обозначенный как  $G$ , не может быть выражен через элементарные функции и записывается через функцию интегрального косинуса  $\text{Ci}(x)$ :

$$G(Tf_L) = \left( \frac{\sin(\pi Tf_L)(\sin(\pi Tf_L) + 2(\pi Tf_L)\cos(\pi Tf_L))}{2(\pi Tf_L)^2} - \text{Ci}(2\pi Tf_L) \right).$$

Представляется естественным сделать утверждение что  $T$  и  $f_L$  должны быть связаны. Действительно, по смыслу  $1/f_L$  показывает некоторое время наблюдения за экспериментом. Допустив, что для определения среднеквадратичного значения шума при времени интегрирования  $T$  используется  $M$  последовательно измеренных интегралов, можно грубо оценить  $f_L = 1/(MT)$ . Для соотношения  $f_L = 1/(100T)$  параметр  $G(0.01) \approx 4$ . Причем параметр  $G(Tf_L)$  имеет логарифмическую асимптотику при стремлении аргумента к нулю и удвоение значения параметра произойдет при квадратичном увеличении статистики. Дальнейшее обсуждение шума интеграла будет представлено в Главе 5.

Из выражения 2.13 можно сделать следующие выводы. При времени интегрирования  $T \leq 1/Gf_c$  доминирует первое слагаемое, шум интеграла сводится к выражению (2.4), демонстрируя рост пропорционально корню квадратному времени интегрирования. При больших временах, шум интеграла начинает расти линейно со временем интегрирования, причем коэффициент  $\sqrt{2\eta_{ADC}^2 f_c G}$  имеет размерность вольтов и по смыслу его можно охарактеризовать как среднеквадратичный шум выборок АЦП в НЧ области. Данное обстоятельство является серьезным ограничением для достижения малых шумов при больших длительностях интегрируемых процессов, что усугубляется еще и малостью амплитуды типичных полезных сигналов, как это было продемонстрировано в Главе 1. Таким образом, представляется полезным рассмотреть способы снижения шума с увеличением времени интегрирования. Это позволило бы использовать один и тот же прибор для решения практически всех задач магнитных измерений на основе индукционного метода.

Перечислим основные итоги представленного рассмотрения:

- Цифровой интегратор с точной синхронизацией интервала интегрирования, способный обеспечить пренебрежимо малую методическую погрешность интегрирования в случаях как медленно

меняющихся, так и импульсных сигналов, включает в себя три основных элемента: быстродействующий аналоговый ключ, ФНЧ и прецизионный АЦП.

- Для обеспечения заданного уровня методической погрешности можно пользоваться оценкой подавления ФНЧ на частоте выборки АЦП, причем принципиальные ограничения на длительность интервала интегрирования снизу отсутствуют: время интегрирования (длительность импульса) может быть сравнимо или даже меньше темпа суммирования цифровых отсчетов.
- Шум интегралов определяется спектральной плотностью шума тракта преобразования, и в простейшем случае шум интегралов есть произведение спектральной плотности шума и корня квадратного из времени интегрирования.
- При наличии в тракте устройства шума  $1/f$ , шум интеграла с увеличением времени интегрирования растёт линейно, начиная с времен, больших  $1/f_c$ .

## Глава 3. Цифровые интеграторы VsDC2 и VsDC3

### 3.1. Аппаратная реализация метода цифрового интегрирования с точной синхронизацией

Описанный выше принцип построения цифрового интегратора с точной синхронизацией был реализован в двух приборах: VsDC2 и VsDC3 (VsDC = Volt – second to Digital Converter) [38]. Первый выполнен как модуль Евромеханики высотой 3U и имеет CAN Bus интерфейс. Второй – это 6U модуль с интерфейсом VME-64. Оба устройства обладают схожей схмотехникой и функциональностью. Интегратор VsDC3 является более поздней разработкой, к отличительным особенностям которой можно отнести лучшие характеристики по шумам, наличие дифференциального входа и гальванически изолированный аналоговый тракт. Обобщённая структурная схема приборов показана на Рис.3.1.

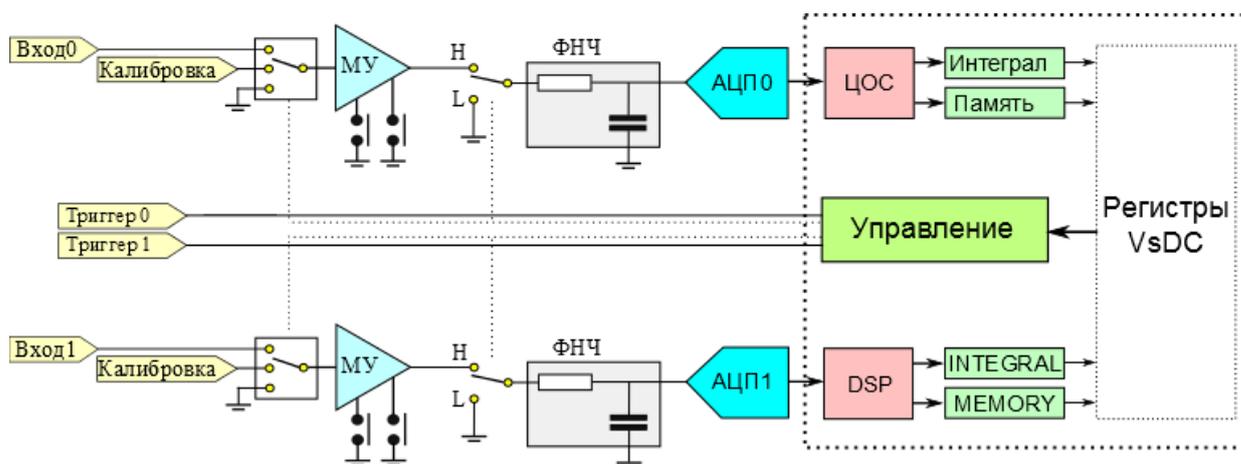


Рис.3.1. Структурная схема интеграторов.

Каждый из каналов помимо элементов, уже упомянутых при обсуждении принципа (ключ, ФНЧ,  $\Sigma\Delta$  АЦП, сумматор), содержит входной усилитель (МУ) с изменяемым коэффициентом и цепь калибровки тракта преобразования. Приборы имеют развитую цифровую инфраструктуру, обеспечивающую

обработку отсчетов АЦП и поддержку нескольких интерфейсов. Обработка данных АЦП включает суммирование отсчетов в интервале интегрирования, вычисление калибровочных констант и коррекцию данных с учётом этих констант. Приборы снабжены оперативной памятью объёмом 2 Мслова/канал для VsDC2 (4Мслова/канал для VsDC3), в которую записываются отсчёты АЦП. Таким образом, можно измерять не только интеграл, но и фиксировать форму входного сигнала в интервале интегрирования. Интегрирование может продолжаться произвольное время до поступления команды «стоп» на вход синхронизации или подаваемой программно.

## 3.2. Схемотехнические решения

Рассмотрим подробнее схемотехнические решения, применяемые в различных узлах устройства (Рис.3.1).

### 3.2.1. АЦП

В обоих интеграторах применяются  $\Sigma\Delta$  АЦП А7763 фирмы Analog Devices. Данный преобразователь на момент разработки обладал наименьшей плотностью собственного шума  $\eta_{ADC}$  высоким темпом выдачи отсчетов и удовлетворительным уровнем нелинейных искажений. Параметры микросхемы представлены в таблице 2.2 Главы 2. Кроме того, данный преобразователь имеет встроенные усилители: один позволяет построить драйвер АЦП, используя внешние компоненты обратной связи, а другой выступает в роли буфера напряжения опорного источника, что упрощает разработку тракта преобразования устройства. К недостаткам данной микросхемы можно отнести потребляемую мощность около 1Вт.

Особенностью архитектуры  $\Sigma\Delta$  АЦП является то, что частота выборки сигнала в  $\Sigma\Delta$ -модуляторе на входе преобразователя значительно превосходит темп выдачи отсчетов на выходе АЦП. Эта особенность делает более простым проектирование аналогового фильтра в тракте интегратора, т.к. погрешность устройства определяется затуханием фильтра на частоте выборок, т.е. в данном случае – на частоте работы модулятора. В интеграторах VsDC2 и VsDC3 темп выдачи отсчетов ( $F_{DRDY} = F_{Data\ Ready}$ ) выбран равным 312,5 kSPS, а частота выборки входного сигнала – 20 МГц. Таким образом, в соответствии с Приложением А фильтр, обладающий полосой 100 – 150 кГц и спадом не менее -60 дБ/дек (третий порядок) способен обеспечить методическую погрешность измерений на уровне  $10^{-6}$ .

Внутри кристалла  $\Sigma\Delta$  АЦП входные выборки с частотой 20 МГц понижаются до частоты 312.5 кГц на выходе в результате выполнения процедуры цифровой фильтрации и прореживания. Цифровой фильтр не меняет интеграл сигнала и вместе с тем обеспечивает достаточное подавление спектральных компонент превышающих  $F_{DRDY}/2$  в выходных цифровых данных.

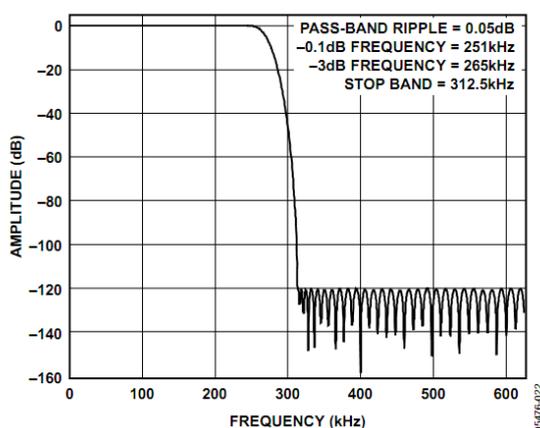


Рис.3.2. Цифровой фильтр AD7763.

просуммирован за 128 отсчетов, что определяет выбор времени до-интегрирования.

В микросхеме AD7763 реализован цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой, АЧХ которого представлена на Рис.3.2 [39]. Фильтр содержит 128 коэффициентов, обладает затуханием более 120 дБ на частотах выше 125 кГц, а переходной процесс на выходе фильтра может быть полностью

### 3.2.2. Входные цепи

Структура входных цепей интеграторов позволяет выбрать либо большое входное сопротивление, либо волновое сопротивление сигнальной трассы (Рис.3.3).

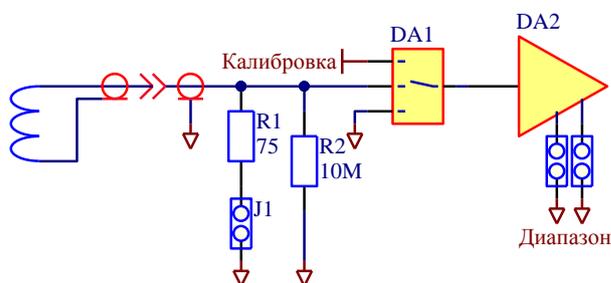


Рис.3.3. Входные цепи VsDC2.

В интеграторе VsDC2 предусмотрено входное сопротивление  $75 \text{ Ом} \pm 0.2\%$ , так как кабели именно с таким волновым сопротивлением широко применяются на ускорительных комплексах ИЯФ. Для интегратора

VsDC3 выбрано значение  $120 \text{ Ом} \pm 0.1\%$ , это типичное сопротивление симметричных линий на основе экранированных витых пар. Входные цепи приборов содержат мультиплексор, позволяющий подключать к аналоговому тракту сигналы калибровки. За мультиплексором следует усилитель, основная задача которого – приводить входной сигнал к оптимальному уровню, реализуя несколько измерительных диапазонов. При этом полоса пропускания входного усилителя непосредственно влияет на погрешность измерения интеграла, поскольку ключ, определяющий интервал интегрирования, расположен далее по тракту. Можно показать, что для получения ошибки на уровне  $10^{-4}$  при интегрировании типичного индукционного сигнала от импульсного поля длительностью 1 мкс необходима полоса, равная 25 МГц (Рис.3.4 а)). Однако, более строгий случай, например, интегрирование прямоугольника с бесконечно крутым фронтом в течение того же интервала времени потребовал бы полосы 1,6 ГГц (Рис.3.4 б)). Создание широкополосного усилителя, обладающего высокими характеристиками как по точности в динамике, так и шумами, играющими, как было показано, принципиальную роль, представляется крайне сложной задачей. Таким образом, компромиссным вариантом можно считать

полосу в диапазоне 20 МГц – 100 МГц. В случае специфических измерений следует принимать во внимание ошибку, вызванную полосой пропускания входного каскада.

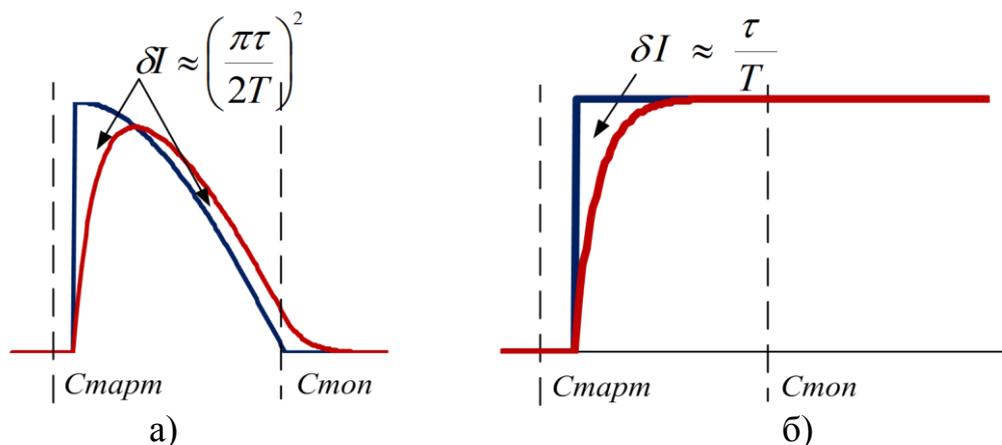


Рис.3.4. Влияние полосы предварительного усилителя на ошибку интеграла, а) типичный импульсный сигнал, б) интегрирование прямоугольного импульса.

Входной усилитель интегратора VsDC2 строится на базе операционных усилителей AD8066, основные их параметры можно найти в таблице 3.1. Измеряемый сигнал подключается однополярным способом (Рис.3.3). Этого достаточно для большинства задач магнитных измерений, поскольку индукционные датчики крайне редко имеют гальваническую связь с какими-либо электрическими цепями, а для помехозащищённой передачи сигналов достаточно коаксиальной линии. Однако, в общем случае, при такой схеме подключения сигналов возможно появление погрешностей, вызванных связью «земель».

Один из шести входных диапазонов выбирается переключками на плате. К достоинствам входного усилителя VsDC2 можно отнести достаточно широкую полосу 30 МГц и низкий входной ток, составляющий порядка 10 нА. Однако, довольно высокая собственная плотность шума данного каскада ограничивает возможности этого интегратора на чувствительных диапазонах.

Таблица 3.1. Основные характеристики усилителей, применяемых в VsDC2 и VsDC3.

	AD8066	ADA4898	OPA1612
Полоса $f_{0.7}$	145 МГц	65 МГц	40 МГц
Скорость нарастания $SR$	180 В/μс	55 В/μс	27 В/μс
Усиление с разомкнутой ОС	110 дБ	100 дБ	130 дБ
Спектральная плотность шума напряжения (Частота среза $1/f$ шума)	7 нВ/√Гц (1000 Гц)	0,9 нВ/√Гц (3,5 Гц)	1,1 нВ/√Гц (100 Гц)
Плотность шума входного тока (Частота среза $1/f$ шума)	0,6 фА/√Hz	2,4 пА/√Гц (350 Гц)	1,7 пА/√Гц (100 Гц)
Входной ток смещения	25 пА	300 нА	350 нА
Потребляемый ток	12.8 мА	8.7 мА	4.5 мА

При проектировании интегратора VsDC3 в первую очередь решались задачи минимизации шума, в том числе и на чувствительных диапазонах, а также реализации более универсальной схемы подключения входных сигналов, Рис.3.5.

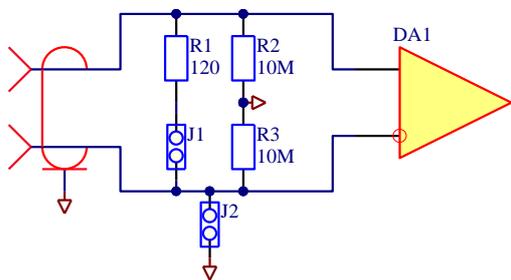


Рис.3.5. Входные цепи VsDC3.

Для этого входной усилитель VsDC3 построен по дифференциальной схеме. Перемычки на плате позволяют сконфигурировать вход для однопроводного либо дифференциального включения (J2, Рис.3.5), а также включать/отключать согласующее сопротивление (J1, Рис.3.5). Аналоговый тракт гальванически изолирован до напряжения 0,5 кВ. Первый каскад усилителя строится на микросхемах ADA4898, обладающих крайне малым уровнем собственного шума (таблица 3.1). Переключение входных диапазонов выполняется с помощью аналогового мультиплексора ADG636. Во втором каскаде усилителя используется ОУ типа

THS4520, имеющий дифференциальный выход. Построение входного каскада на дискретных компонентах вместо интегральных инструментальных усилителей позволила оптимизировать параметры входного каскада за счет выбора соответствующих микросхем ОУ и подбора оптимальных значений резисторов обратной связи. Остановимся на этих вопросах подробнее, для чего рассмотрим упрощенную принципиальную схему усилителя, Рис.3.6.

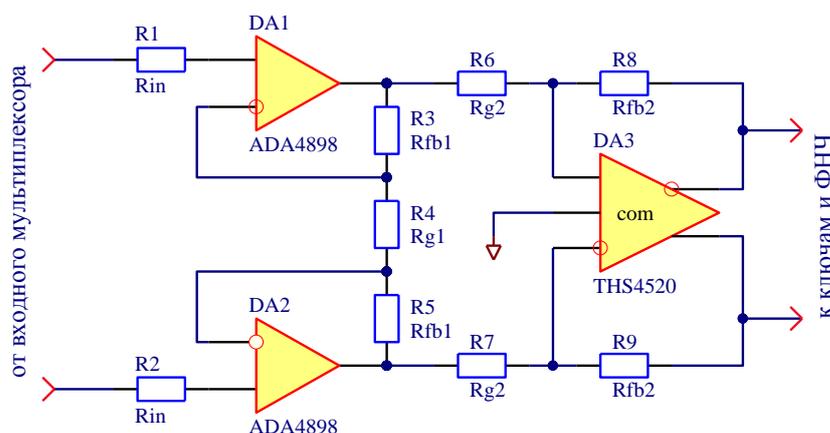


Рис.3.6. Схема входного усилителя VsDC3 для расчета шума каскада.

Коэффициент передачи первого каскада усилителя определяется отношением резисторов и равен  $G = 1 + 2R_{FB1}/R_{G1}$  второго каскада – отношением резисторов  $R_{FB2}/R_{G2}$  и выбран равным единице. В VsDC3 реализовано два входных диапазона, первый -  $\pm 2$  В при коэффициенте усиления равном  $G = 2$ , а второй -  $\pm 200$  мВ при коэффициенте близком к 20.

При проектировании тракта надо учитывать, что наравне с активными компонентами источниками шума являются и резисторы, расположенные на входе и в цепях обратной связи усилителей. Плотность шума первого каскада входного усилителя, изображенного на Рис.3.6, записывается следующим образом:

$$e_N = \sqrt{\left(2G^2 e_n^2 + 4kT \left(2G^2 R_{in} + (G-1)^2 R_{G1}\right) + 2G^2 (i_n R_{in})^2 + 2(i_n R_{FB1})^2 + 8kT R_{FB1}\right)}.$$

Если взять за основу параметры усилителя ADA4898 из таблицы 3.1, то для того, чтобы вклад от теплового шума резисторов (слагаемые 2, 3 и 6), а также шума входного тока (слагаемое 4 и 5) был сравним с вкладом от шума напряжения операционных усилителей (слагаемое 1), необходимо чтобы выполнялись следующие неравенства:

$$\begin{cases} 8kTG^2R_{in} + 2G^2(i_nR_{in})^2 \leq 2G^2e_n^2 \\ 2(i_nR_1)^2 + 8kTR_1 \leq 2G^2e_n^2 \\ 4kT(G-1)^2R_2 \leq 2G^2e_n^2 \end{cases} .$$

Номиналы резисторов, удовлетворяющих данным неравенствам в случае применения микросхем ADA4898, перечислены в таблице. 3.2.

Таблица 3.2. Оценка номиналов.

G	R1	R2	Rin
2 ( $\pm 2$ В)	10 kОм	97.3 Ом	43.5 Ом
20 ( $\pm 200$ мВ)	173 Ом	349 Ом	43.5 Ом

Видно, что для уменьшения шума входного каскада необходимо минимизировать значения применяемых сопротивлений. Однако, чрезмерное уменьшение номиналов означает увеличение нагрузки на выход ОУ.

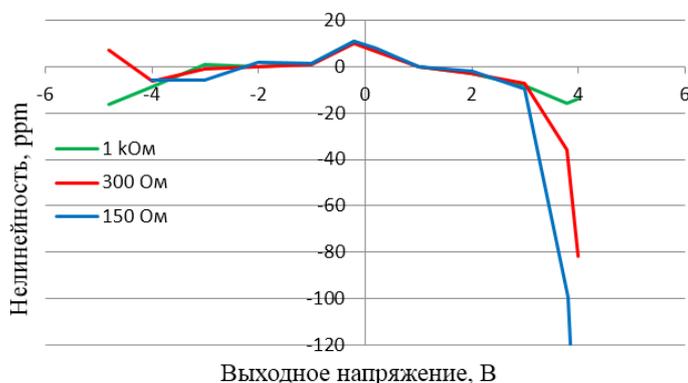


Рис.3.7. Нелинейные искажения выходного напряжения ADA4898 при различной нагрузке.

Возросшая нагрузка приводит к росту тока по выходу, что в свою очередь, увеличивает нелинейные искажения на краях диапазонов. На Рис.3.7 представлены графики нелинейных искажений в зависимости от выходного напряжения для усилителей

ADA4898 при разных значениях сопротивлений нагрузки. При наличии на входе синфазного сигнала до  $\pm 2$  В, напряжение на выходе первого каскада может лежать в пределах  $\pm 4$  В для обоих входных диапазонов VsDC3.

При детальном изучении характеристик тракта преобразования, от которого, напомним, требуется хорошая динамика, малый уровень шумов и высокая линейность, была обнаружена зависящая от времени нелинейность в области больших амплитуд. Поведение сигнала выглядело как плавное изменение амплитуды в течение нескольких секунд после скачкообразного изменения напряжения на входе (Рис.3.8, красный график).

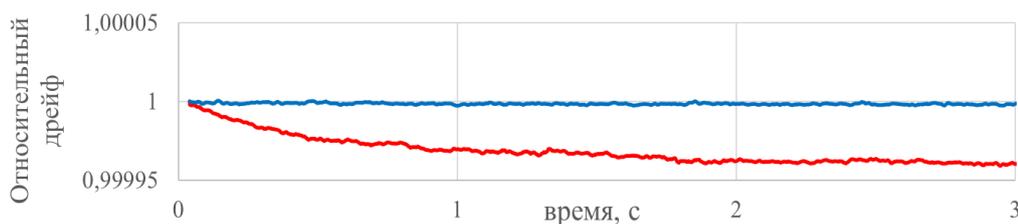


Рис.3.8. Дрейф масштаба преобразования. Скачок напряжения на входе с амплитудой 2 В подан в момент 0. Красный график – резисторы в корпусе 0603, ТКС 100 ppm/°C, синий график – резисторы марки РСF0805.

Как показали исследования, причиной такого поведения стал перепад мощности на малогабаритных резисторах поверхностного монтажа (SMD 0603). Такой перепад вызывает нагрев или охлаждение корпуса резисторов в результате чего их номиналы изменяются в соответствии с их ТКС и, как следствие, коэффициент передачи начинает дрейфовать. Проявление эффекта в процессе интегрирования медленно меняющихся сигналов большой амплитуды приводит к дополнительной нелинейности интегратора.

На Рис.3.9. представлена упрощенная схема драйвера АЦП в сигнальном тракте и оценка перепада мощности на резисторах обратной связи. Максимальный перепад мощности наблюдается на резисторах обратной связи одного из плеч и составляет  $7 \div 10$  мВт.

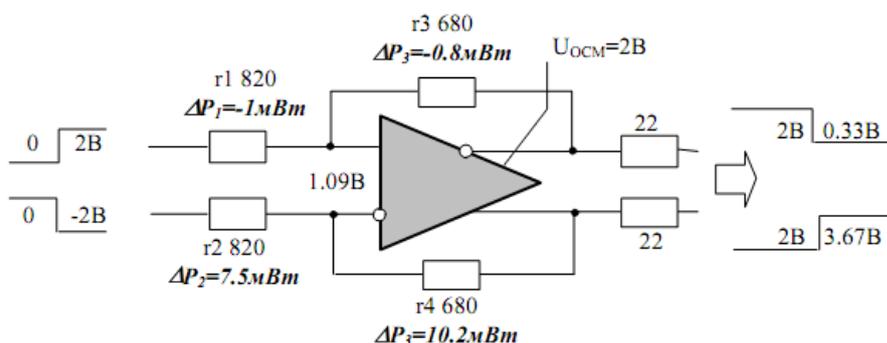


Рис.3.9. Упрощенная схема драйвера АЦП и оценка перепада мощности при скачке напряжения 2 В.

Оценим ожидаемое изменение температуры. Строго говоря, необходимо рассматривать баланс между рассеиваемой в слое резистивного материала мощностью и теплоотводом через стенки корпуса и выводы резистора, причем учет реальной конфигурации печатной платы является делом весьма нетривиальным. Примерное значение теплового сопротивления для резисторов SMD 0603 можно выбрать равным  $200 \text{ }^\circ\text{C}/\text{Вт}$  [40]. Таким образом, мощность в 10 мВт должна приводить к изменению температур на  $1,5 \div 2 \text{ }^\circ\text{C}$ . Практические измерения температурного профиля платы в разных режимах работы, выполненные с помощью тепловизора *Fluke Ti45*, выявили изменение температуры корпуса резисторов на  $1 \div 1,5^\circ\text{C}$ . Наблюдавшийся эффект был устранён путём замены SMD резисторов 0603 с ТКС  $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  (Рис.3.8, красный график) на резисторы большего габарита 0805 и лучшей стабильностью с ТКС  $\pm 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  (Рис.3.8, синий график).

Из проведённых исследований следует сделать поучительный вывод о том, что в прецизионных схемах применять малогабаритные SMD элементы следует с особой тщательностью, дополнительно анализируя свойства этих схем с позиций переменной рассеиваемой мощности.

Однако, саморазогрев компонентов обратной связи является не единственным потенциальным источником проблем в аналоговом тракте прецизионного устройства. При наличии на плате значительных температурных

градиентов следует крайне внимательно относиться к компоновке тех частей схемы, которые подвержены влиянию термо-ЭДС, неизбежно возникающих на контактах различных элементов и платы.

Плавный уход нуля и масштаба преобразования, вызванный изменением условий окружающей среды, компенсируется процедурой калибровки, проводимой в паузах между измерениями. Источник калибровочного напряжения построен на основе высокостабильного, малошумящего стабилизатора MAX6241 и точных резисторов с ТКС  $\pm 5$  ppm/°C. Регистрация кодов АЦП, при измерении калибровочных напряжений, а также смещения нуля до и после аналогового ключа позволяет определить масштаб и ноль преобразования. Типовой температурный дрейф напряжения в источнике калибровки составляет 10 ppm/°C.

### 3.2.3. Ключ и аналоговый фильтр

Следующим за входным усилителем элементом является аналоговый ключ. Его основная задача – задавать интервал интегрирования, пропуская в интегрирующую цепь только необходимую часть сигнала. Поэтому одним из основных критериев выбора этого элемента служит время его переключения между состояниями, а также задержка переключений относительно сигнала управления. В интеграторе VsDC2 используется ключ TS5A2053, а в VsDC3 в силу того, что аналоговый тракт дифференциальный применяется сдвоенный ключ TS5A23159 фирмы *Texas Instruments*. Их характеристики перечислены в таблице 3.3. Эти устройства являются одним из самых быстрых среди представленных на рынке образцов. Кроме динамических характеристик вклад в ограничение точности вносит еще и изменение сопротивления открытого состояния ключа в диапазоне входных напряжений. От этого сопротивления и, следовательно, от входного напряжения будет зависеть постоянная времени расположенного за ключом фильтра, создавая нелинейные искажения,

нетривиально зависящие от частотных и амплитудных свойств интегрируемого сигнала.

Таблица 3.3. Основные характеристики аналоговых ключей

Параметр	TS5A2053	TS5A23159
Время включения	6,8 нс	20 нс
Время выключения	4,2 нс	15 нс
Полоса	330 МГц	100 МГц
Сопротивление в открытом состоянии	7.5 Ом	1.1 Ом
Разброс сопротивлений ключей	0,8 Ом	0.1 Ом
Изменение сопротивления от напряжения	1.7 Ом	0,15 Ом
Рабочее напряжение	до 6 В	до 6 В
Суммарная электродная емкость	18 пФ	55 пФ

Активный аналоговый фильтр выполнен по топологии Саллена – Ки [с.181, 41] и обеспечивает на частоте выборки АЦП, затухание более 120 дБ, что, как отмечалось, соответствует теоретической погрешности метода менее, чем  $10^{-6}$ . На этот узел не накладывается жестких требований по динамике, вследствие чего выбран малошумящий усилитель с низким потреблением. В качестве операционного усилителя в фильтре использован ОРА1612А фирмы *Texas Instruments*. Его основные характеристики представлены в таблице 3.1.

Следует также отметить важность применения в аналоговом фильтре качественных конденсаторов, обладающих малым коэффициентом поляризации.

### 3.2.4. Цифровой узел и интерфейс

Цифровая часть устройства VsDC2, реализующая логику измерения и работу интерфейсов связи, построена на основе цифрового сигнального

процессора (DSP) ADSP-BF532 семейства *Blackfin*, выпускаемого фирмой *Analog Devices*. Причем для обеспечения минимального времени реакции на внешние сигналы синхронизации их обработка и управление быстродействующим аналоговым ключом осуществляется микросхемой программируемой логики (CPLD) EPM3256 фирмы *Altera* семейства *MAX II*. Цифровая инфраструктура интегратора VsDC3 выполнена на базе вентильной матрицы EP3C25F324 семейства *Cyclone III* фирмы *Altera*.

Модули VsDC2 и VsDC3 имеют несколько программно конфигурируемых вариантов подключения внешних сигналов синхронизации «старт» и «стоп», задающих моменты начала и окончания интегрирования. Для нужд специфических измерений предусмотрены задание времени интегрирования индивидуальными для каждого канала внутренними таймерами и программный запуск.

После окончания интегрирования VsDC2 может инициировать отправку в шину CAN пакета – индикатор готовности, а VsDC3 формирует стандартный цикл прерывания на шине VME. В штатном режиме работы, после измерения из каждого канала интегратора достаточно прочитать только два числа: значение интеграла и статус измерения, причем у VsDC2 статус измерения содержится в составе асинхронного пакета – индикатора. Для контроля актуальности вычитываемых данных при высокой скорости измерений слово статуса содержит биты индикаторы пропуска чтения интегралов. Кроме того, в логике работы устройств реализован режим однократного запуска с предварительным подтверждением и статусный бит пропуска сигналов запуска. В результате, достижимый темп измерения и считывания интегралов в CAN версии составляет 20 мс/отсчет. В VME версии время отклика системы значительно меньше, потенциальный темп измерений ограничивается длительностью фазы до-интегрирования и составляет 500 мкс/отсчет.

### 3.3. Параметры цифровых интеграторов VsDC2 и VsDC3

Интеграторы VsDC2 и VsDC3 - это прецизионные и вместе с тем широкополосные устройства, которые характеризуются многими параметрами. В этом разделе, для демонстрации возможностей устройств будут представлены несколько наиболее показательных из них, а также рассмотрены методики их определения.

Первая, очень наглядная методика, представляет собой осциллографический тест. Эта функция очень полезна как на этапе запуска системы, в которой интегратор применяется, так и для тестирования самого устройства. В качестве примера на Рис.3.10 представлена осциллограмма, полученная по выходным данным прибора при интегрировании постоянного напряжения в течение 1 мс.

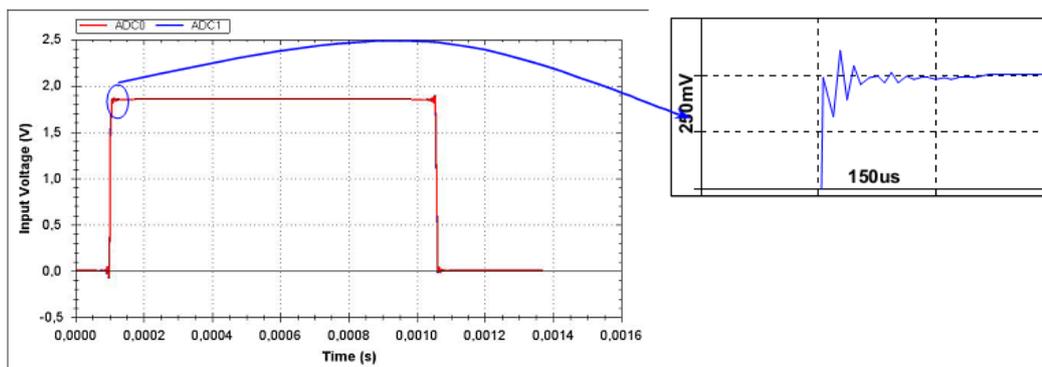


Рис.3.10. Осциллограмма постоянного напряжения.

Рассмотрим особенности осциллограммы. Поскольку до начала интегрирования аналоговый ключ замкнут на землю, то на рисунке фактически изображена реакция измерительного тракта, содержащего аналоговый и цифровой фильтры на ступенчатый сигнал. Несмотря на то, что на вход прибора подается постоянное напряжение, первые 30 отсчетов АЦП находятся вблизи нуля. Это, а также наличие переходного процесса, заметного на Рис.3.10, объясняется поведением цифрового фильтра. Аналогичным образом объясняется поведение осциллограммы в конце интегрирования (1 мс в данном

случае), когда ключ снова замыкается на землю, а суммирование нескольких десятков выборок еще продолжается. Существенным параметром, характеризующим качество аналогового тракта интегратора, является нелинейность в рабочем диапазоне напряжений (Рис.3.11).

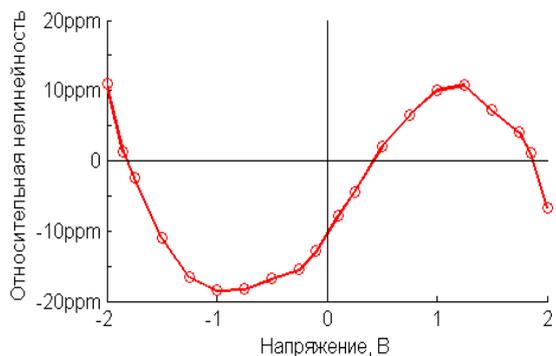


Рис.3.11. «Вольтовая» нелинейность.

Для ее изучения использовался прецизионный калибратор FLUKE5700A, подключаемый на вход устройства. Видно, что суммарная «вольтовая» нелинейность тракта преобразования не превышает величины  $\pm 2 \cdot 10^{-5}$ , причём, если ограничить входное напряжение

уровнем  $\pm 1$  В, то нелинейность уменьшится примерно в пять раз.

Важнейшей характеристикой прибора является шум интеграла в зависимости от времени интегрирования. Графики шума для VsDC2 и VsDC3 представлены на Рис.3.12.

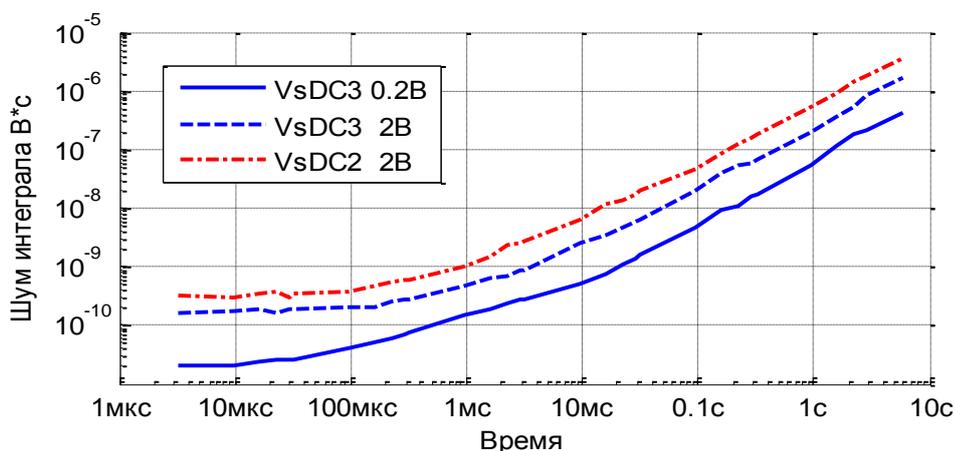


Рис.3.12. Шум интеграла в зависимости от времени интегрирования.

Для понимания важности графиков шума интеграла приведём, например, оценку, какова будет нестабильность показаний при интегрировании типичного импульсного сигнала (Рис.3.4 а)), с временем нарастания до максимума  $T = 10$  мкс и амплитудой  $U_{IN} = 1$  В. Предполагая косинусоидальную форму,

интеграл такого сигнала выражается так:  $V_s = 2U_{IN}T/\pi \approx 6.4 \cdot 10^{-6} \text{В} \cdot \text{с}$ . Из графиков следует, что при  $T=10$  мкс среднеквадратичный шум для  $V_s\text{DC2}$  равен  $5 \cdot 10^{-10} \text{В} \cdot \text{с}$ , а для  $V_s\text{DC3}$  –  $1.5 \cdot 10^{-10} \text{В} \cdot \text{с}$ . Таким образом, отношение шума интеграла к вольт-секундной площади импульса для первого прибора порядка  $7.8 \cdot 10^{-5}$ , а для второго –  $2.3 \cdot 10^{-5}$ . При большей длительности интегрируемого сигнала это соотношение будет только улучшаться. Другими словами, зависимость шума интеграла от времени интегрирования с одной стороны показывает, какова будет предельная разрешающая способность измерительной системы, а с другой – является критерием для проектирования измерительных датчиков.

Для определения вклада в систематическую погрешность интеграторов эффектов, зависящих от времени интегрирования, измерена абсолютная ошибка интеграла при разных временах интегрирования. Расположенный на плате источник калибровки задает интегрируемое напряжение, а длительность определяется интервалом замыкания ключа, управляемого от точного таймера, имеющего дискретность перестройки 10 нс. Очевидно, что в этом случае можно с высокой точностью вычислить абсолютное значение интеграла «на входе», а затем определить ошибку в интеграле «на выходе». На Рис.3.13 показана зависимость отношения абсолютной ошибки к величине интеграла «на входе».

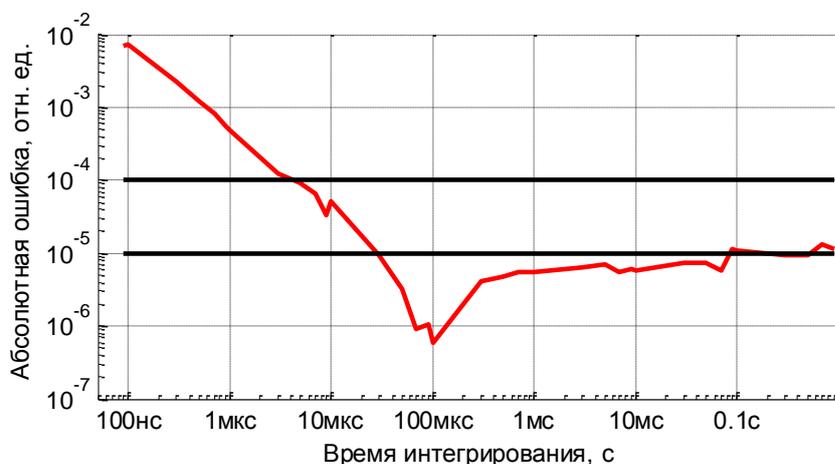


Рис.3.13. Абсолютная ошибка интеграла при различном времени интегрирования.

Важная особенность предложенной структуры цифрового интегратора заключается в том, что прибор в состоянии интегрировать импульсы с длительностью 1 мкс и даже 100 нс, несмотря на то, что интервалы между отсчётами АЦП равны 3.2 мкс. Систематическая ошибка интегрирования на временах до 100 мкс определяется неточностью соблюдения интервала интегрирования, который оказывается меньше заданного на 1-2 нс. При временах более 1 мс преобладают источники ошибок, связанные с погрешностью измерения напряжения, причины которого были рассмотрены при описании схемотехники входного усилителя.

Итоговые характеристики цифровых интеграторов VsDC2 и VsDC3 представлены в таблице 3.4, а фотографии внешнего вида устройств показаны на Рис.3.14.



Рис.3.14. Фотографии интеграторов VsDC2 (слева) и VsDC3 (справа).

В заключение главы интересно привести результаты сравнения интеграторов и интегрирующих вольтметров, выпускаемых ведущими приборостроительными компаниями мира. В сравнении, проведённом нашими коллегами, занимающимися магнитными измерениями в центре DESY, анализируется только одна, но важнейшая характеристика – зависимость шума от времени интегрирования (Рис.3.15) [42]. В приводимых данных присутствует и один из описываемых приборов - VsDC3.

На графиках помимо модуля VsDC3 представлены данные на следующие устройства: прецизионный вольтметр HP3458A, нановольтметр Keithley 2182A, аналоговый интегратор Lakeshore 480. Также показаны результаты, полученные в измерениях тестовых плат прецизионных АЦП ADS1282 (*Texas Instruments*) и AD7195 (*Analog Devices*). К сожалению, у наших коллег не было модуля FDI 2056, что позволило бы сравнить наиболее известные интегрирующие устройства, применяемые в последние годы в практике магнитных измерений.

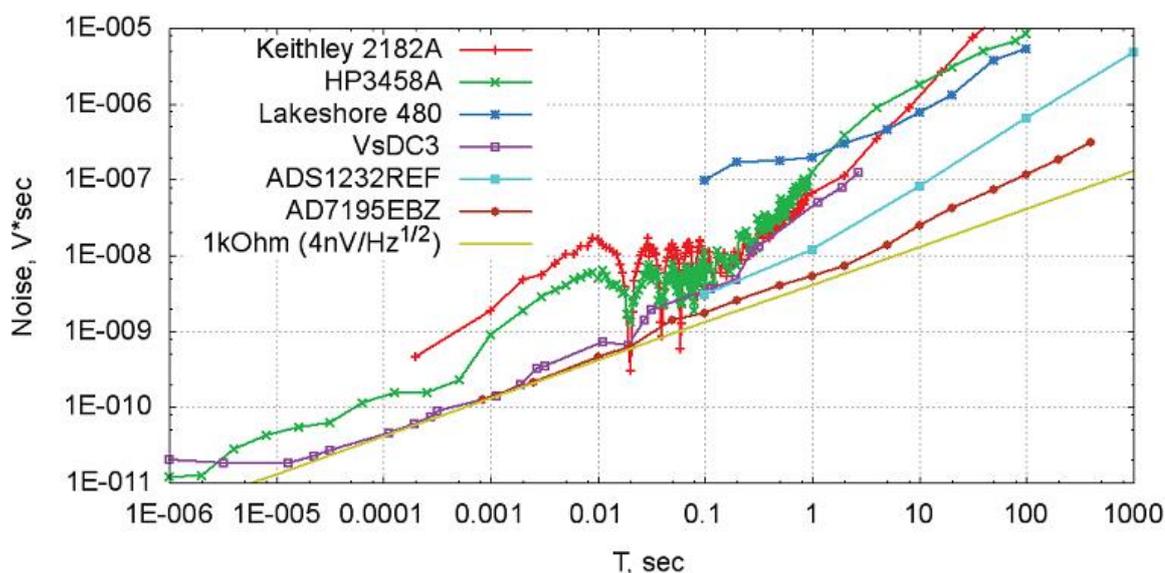


Рис.3.15. Зависимость шума интеграла от времени интегрирования. Входы всех устройств закорочены. Прямая линия – теоретический график интеграла теплового шума идеального резистора 1 кОм ( $\sim 4 \cdot 10^{-9} \sqrt{T}$  [В · с]).

Интегратор VsDC3 в диапазоне от 5 мкс до 5 мс лучше всех образцов, а при больших временах уступает тестовым платам ADS1232REF и AD7195EBZ. В то же время необходимо отметить, что из всех представленных устройств лишь VsDC3 может применяться в импульсных измерениях, т.к. несмотря на удовлетворительные характеристики по шумам в области малых времён, применение HP3458A затруднено из-за отсутствия возможности точной синхронизации интервала интегрирования с внешними сигналами старта и остановки интегрирования. Особого интереса заслуживает график для АЦП

AD7195, шум которого практически не отличается от шума резистора 1 кОм вплоть до времен интегрирования в несколько десятков секунд.

Приведённые данные, демонстрирующие абсолютное превосходство VsDC3 вплоть до интервалов интегрирования, равных 5 мс, стимулируют поиски путей уменьшения шума этого модуля в диапазоне времён до 10÷20 секунд. Предварительные результаты этой работы, представляющие не только теоретический, но и практический интерес приведены в пятой Главе.

Таблица 3.4. Характеристики интеграторов VsDC2 и VsDC3

Параметры		VsDC2	VsDC3
Ошибка интеграла относительно $V_{FS}T$	Т имп. =5 мкс	$10^{-4}$	
	Т имп. =50 мкс	$5 \cdot 10^{-5}$	
	Т имп. $\geq 500$ мкс	$10^{-5}$	
Шум интеграла относительно $V_{FS}T$	Т имп. =10 мкс	$5 \cdot 10^{-5}$	$10^{-5}$
	Т имп. =1 мс	$10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-7}$
	Т имп. $\geq 500$ мс	$5 \cdot 10^{-7}$	$10^{-7}$
Нелинейность в диапазоне от $-V_{FS}$ до $+V_{FS}$		$\pm 2 \cdot 10^{-5}$	
Разрядность АЦП		24 бита	
Эффективная разрядность в полосе 125 кГц		17	18
Частота дискретизации		312.5 kSPS	
Задержка привязки по времени при внешних импульсах старт/стоп		$21 \pm 2$ нс	$40 \pm 2$ нс
Дискретность привязки по времени при внутреннем таймере		3.2 мкс	
Потребление		5 В – 1.1 А	5 В – 0,6 А 12 В – 0,3 А
Габариты		Евро. 3U	VME 6U

## **Глава 4. Современные системы магнитных измерений на основе цифровых интеграторов VsDC2 и VsDC3**

В последние годы при проектировании и строительстве новых ускорителей отчётливо прослеживается тенденция к ужесточению требований к качеству полей в магнитных элементах. Прежде всего, это объясняется желанием разработчиков сделать процедуру запуска установки быстрой и эффективной. Вместе с тем, ужесточению требований способствуют как новые технологии расчета и изготовления магнитов (например, горячая склейка шихтованных магнитов), так и новые разработки измерительной техники и систем. Несмотря на то, что методики магнитных измерений, использующих индукционный метод, известны очень давно, способы их реализации постоянно совершенствуются. Описанные в предыдущем разделе интеграторы VsDC2 и VsDC3 по совокупности параметров, а именно шуму и абсолютной ошибке, пригодны для прецизионного измерения сигналов с длительностью от единиц микросекунд до десятков секунд. Эти свойства позволяют применять данные устройства для создания многих систем магнитных измерений. Далее представлены несколько примеров подобных систем.

### **4.1. Измерения импульсных магнитных элементов на этапе разработки и производства**

#### **4.1.1. Структура универсального стенда для измерения импульсных магнитов**

Номенклатура разработанных в ИЯФ электронных устройств позволяет создать универсальный стенд импульсных магнитных измерений. На Рис.4.1 представлена структурная схема, а на Рис.4.2 – фотография крейта с

электроникой такого стенда. В состав стенда входит 4 модуля VsDC2, обеспечивающих 8 измерительных каналов. Интеграторы VsDC2 имеют возможность индивидуального конфигурирования сигналов синхронизации каждого канала, однако, для работы в составе системы импульсных измерений основным можно считать режим, когда моменты начала и окончания интегрирования всех каналов синхронны.

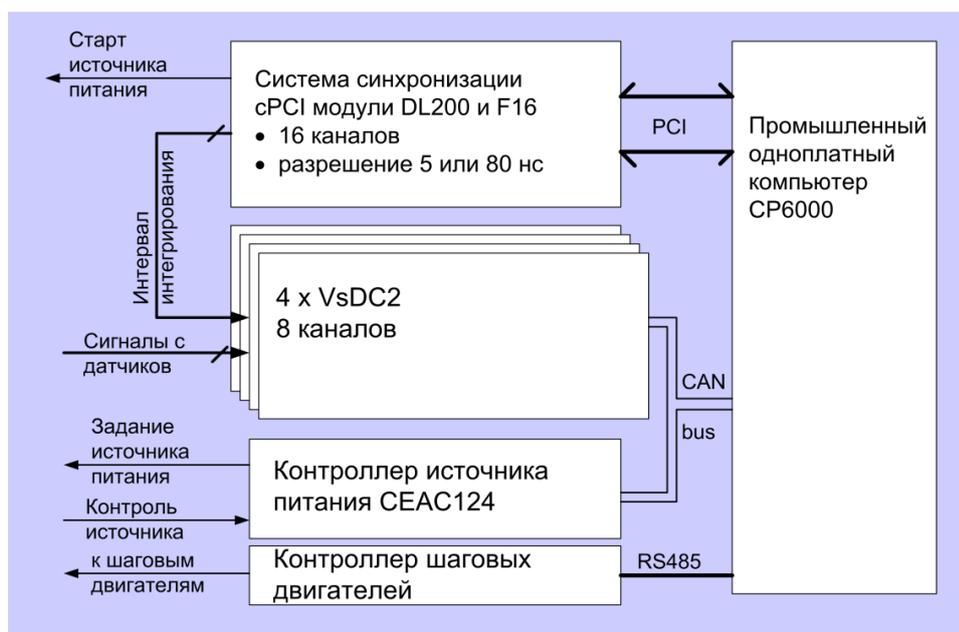


Рис.4.1. Структура стенда импульсных магнитных измерений.

Наличие осциллографического режима существенно расширяет возможности измерительной системы, упрощая подготовку к тестированию новых магнитов и давая возможность регистрировать форму напряжения на конденсаторной батарее или мгновенное напряжение перед стартом импульса поля. Таймирование измерительной системы организовано с помощью модулей DL200 и F-16. Для управления источниками питания, а также сбора статусной информации и реализации блокировок используется модуль СЕАС124 [43], совмещающий в себе функции задающего ЦАП, многоканального точного АЦП и порта ввода/вывода. Такой набор оборудования можно считать минимально необходимым для организации измерений импульсных магнитов на этапе их изготовления. Весь комплект оборудования объединен под

управлением ПК, в качестве которого выступает одноплатный промышленный компьютер CP6000 [44].

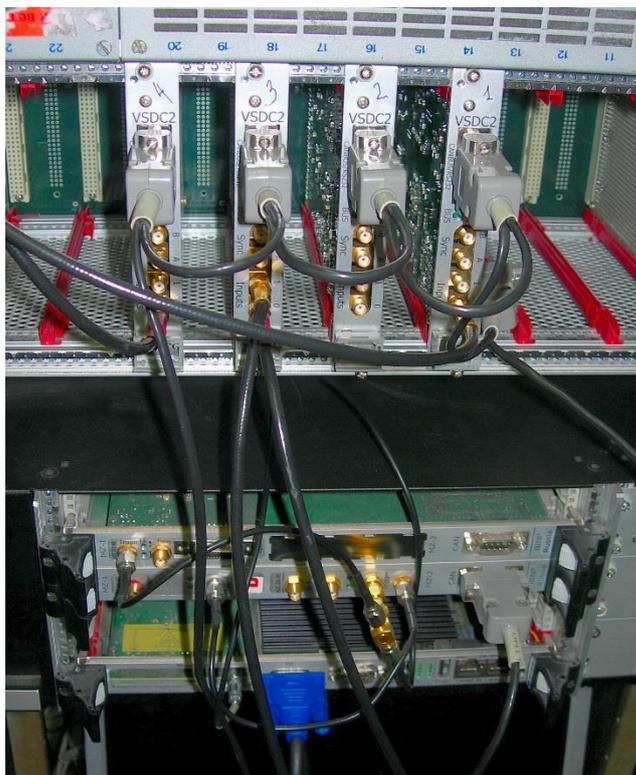


Рис.4.2. Фотография измерительной электроники стенда импульсных магнитных измерений.

положениях индукционного датчика.

Для взаимодействия с DL200 используется PCI интерфейс, а сама плата установлена в cPCI носитель. Для подключения к VsDC2 и CEAC124 используется интерфейс CAN. CAN контроллер интегрирован в cPCI носитель. Кроме того, по интерфейсу RS-485 к одноплатному компьютеру подключаются контроллеры шаговых двигателей КШД-485. Наличие управляемой системы позиционирования позволяет автоматически выполнять измерения при разных

#### **4.1.2. Применение универсального стенда в измерениях импульсных магнитов бустера NSLS-II**

В течение 2010 – 2013 гг.в ИЯФ выполнялся контракт, включающий разработку и изготовление элементов, а также сборку и запуск в Брукхэйвенской национальной лаборатории (BNL, США) 3 ГэВ бустера для источника СИ NSLS-II [11]. В состав бустера входят два импульсных канала перепуска частиц: инжекционный и экстракционный. Таблица 4.1 содержит

перечисление применяемых в каналах импульсных магнитных элементов, список основных параметров, а также требования к стабильности магнитного поля в них.

Таблица 4.1. Параметры импульсных магнитов.

Тип		#	L, м	B, Тл	Стабильность %	Ток, кА	L, мкГн	T, мкс
Впускной SEPTUM	ISP	1	0,75	0,115	±0,05	2,77	1,8	100
Выпускной SEPTUM	XSP	1	0,6	0,8	±0,01	10,2	2,1	50
Выпускной BUMF	XBU	4	0,166	0,468	±0,01	2	248	800

При измерении импульсных магнитов необходимо решить следующие задачи [17]:

- изучить стабильность поля при работе со штатными источниками питания;
- измерить поперечные распределения интеграла магнитного поля при различных условиях, причем, требуемая однородность интеграла поля должна быть сравнима с уровнем нестабильности;
- измерить поля рассеяния для септум магнитов;
- определить задержку между импульсом тока и полем в камере;
- для бамп-магнитов, включенных последовательно от одного источника, подобрать шунтирующие индуктивности для обеспечения идентичности интеграла поля.

Для измерения поперечного распределения первого интеграла магнитного поля в BUMF-магнитах XBU применялась узкая, шириной 2 мм и вытянутая вдоль продольной оси тестовая катушка, Рис.4.3.



Рис. 4.3. BUMP-магнит и тестовая катушка.

Положение катушки изменялось в поперечном направлении внутри апертуры магнита с помощью системы позиционирования. Возможность плавной перестройки времени окончания интегрирования относительно момента запуска импульсного источника позволила изучить поведение поперечного распределения первого интеграла по мере нарастания

генерируемого магнитного поля, иными словами, в различных фазах импульса.

На Рис.4.4 изображено распределение интеграла в максимуме поля в зависимости от поперечной координаты для BUMP-магнита.

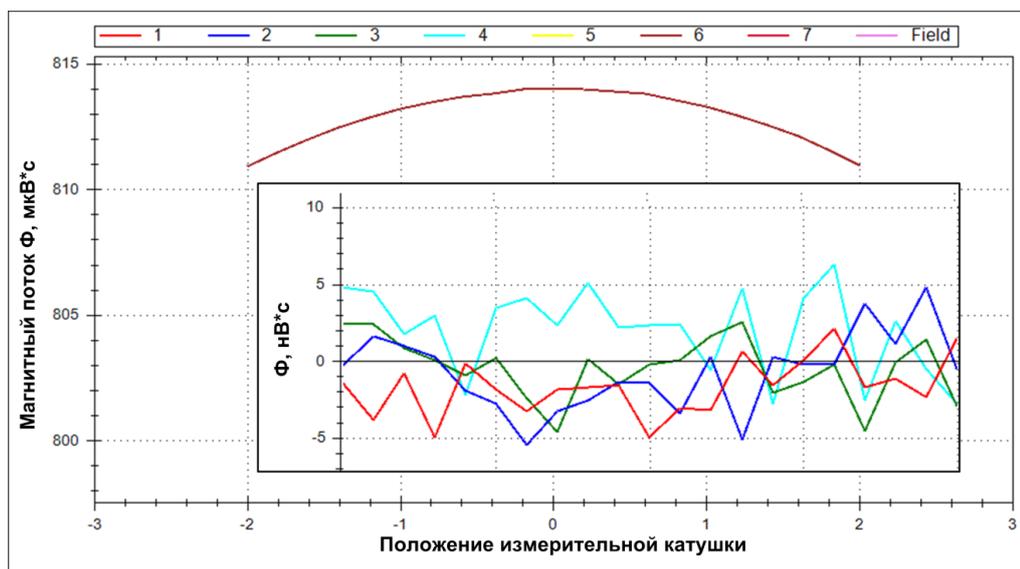


Рис.4.4. Типичное распределение интеграла поля в бамп-магните и шум измерительной системы.

Во вставке представлен трек шума интегралов для четырех каналов измерительной системы. Можно видеть, что шум электроники укладывается в 10 нВ·с от минимума до максимума для всех каналов, соответственно относительный уровень нестабильности измерений равен  $1.25 \cdot 10^{-5}$ .

Измерение качества магнитного поля в SEPTUM-магнитах выполнялось двумя способами. Для исследования локальных неоднородностей поля, возникающих на краях септум-магнитов и в районе медных экранов использовалась точечная катушка, имеющая средний диаметр 2 мм и магнитную площадь  $\omega S = 20,2 \text{ см}^2$ . SEPTUM-магниты имеют форму сектора окружности с радиусом 6 м для ISP и 12,5 м для XSP магнита, длину 0,8 м и 0,656 м, размер апертуры составляет 52 x 30 мм и 40 x 16 мм соответственно. Такая геометрия магнита и размер апертуры делают проблематичным использование одиночной длинной перемещаемой в поперечном направлении катушки. Поэтому исследование поперечного распределение первого интеграла выполнялось с помощью матрицы из нескольких катушек, выполненных на стеклотекстолитовой печатной плате, Рис.4.5.



Рис.4.5 SEPTUM-магнит и матрица катушек.

Каждая матрица состоит из 7 катушек, длина матрицы для инъекционного SEPTUM-магнита составляет 900 мм, а расстояние между катушками равно 4 мм. Матрица для экстракционного SEPTUM-магнита имеет длину 750 мм, а расстояние между катушками 2.2 мм.

Сигналы разнесенных в поперечном направлении катушек синхронно регистрировались несколькими каналами измерительной системы. После калибровки матрицы катушек использовались для исследования поперечного распределения первого интеграла магнитного поля при различных условиях (Рис.4.6), а также для измерения интеграла остаточных полей в области за медным экраном, где будет располагаться вакуумная камера основного кольца.

Наличие жёсткой синхронизации, малый уровень шумов и встроенная калибровка интеграторов VsDC2 позволили с высокой степенью точности определить параметры магнитов, результатом чего явился быстрый и успешный запуск систем впуска/выпуска в Брукхэйвенской национальной лаборатории. Кроме того, на этом стенде были проведены упомянутые в разделе 1.1 импульсные испытания BF и BD диполей бустера [21], а в настоящее время стенд активно используется для измерения импульсных магнитов для других работ института.

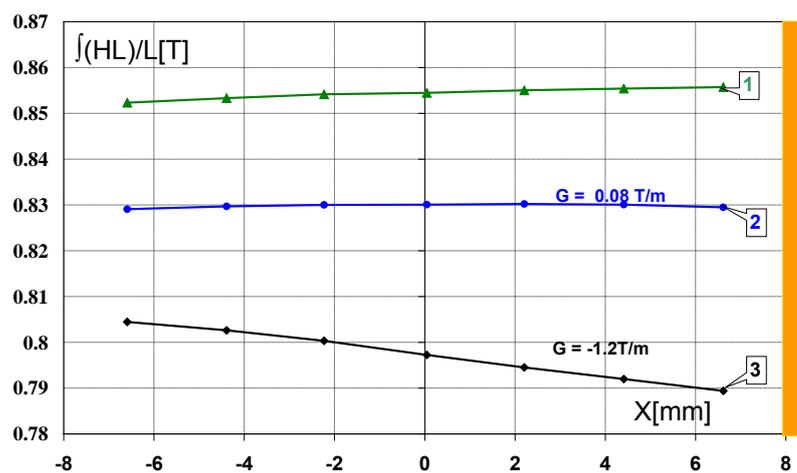


Рис. 4.6. Распределение интеграла поля по поперечной координате в септуме магните XSP: 1 – без вакуумной камеры; 2 – с вакуумной камерой; 3 – вакуумная камера имеет электрический контакт с корпусом магнита (заземлена с двух сторон).

## 4.2. Стационарные системы контроля стабильности импульсных полей на ускорительных комплексах

Как отмечалось в первой главе, одной из наиболее часто решаемых задач в области импульсных измерений при эксплуатации ускорительных комплексов является контроль стабильности поля в импульсных магнитах. При этом требования на стабильность поля в современных установках находятся на

уровне  $10^{-4}$  или лучше. Цифровые интеграторы, обладая высокой точностью при импульсных измерениях, идеально подходят для построения подобных систем. В данном разделе будет представлен опыт создания таких систем на различных ускорительных комплексах, эксплуатируемых в ИЯФ и за его пределами.

#### 4.2.1. Система контроля импульсного магнитного поля в каналах перепуска бустера NSLS-II

Система контроля стабильности импульсного поля в каналах перепуска бустера NSLS-II строится на базе интеграторов VsDC3. Четыре таких устройства размещены в VME-крейте и обеспечивают восемь измерительных каналов [45], по одному для каждого BUMP и SEPTUM-магнита, плюс два резервных канала. Измерительные каналы имеют идентичную структуру, представленную на Рис.4.7.

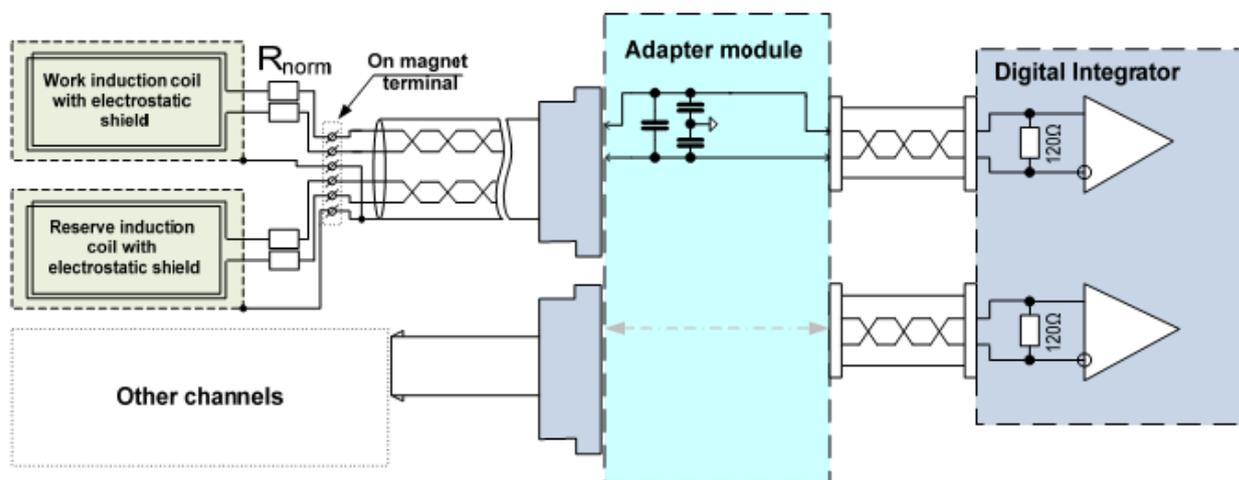


Рис.4.7. Схема канала измерения стабильности поля.

Каждый магнит снабжен парой встроенных индукционных катушек: одна измерительная и одна запасная. Катушки имеют электростатический экран, необходимый для исключения емкостной связи между обмотками магнита и датчиком. В BUMP-магнитах датчик расположен на обмотке, питающей магнит, и имеет экран в виде незамкнутого витка, выполненного на наружных слоях

печатной платы (Рис.4.8 а)). Индукционная катушка септум магнита расположена в цилиндрическом пенале из тонкостенной стали (Рис.4.8 б)). В непосредственной близости от выводов измерительных катушек расположены нормализующие резисторы  $R_{NORM}$ .

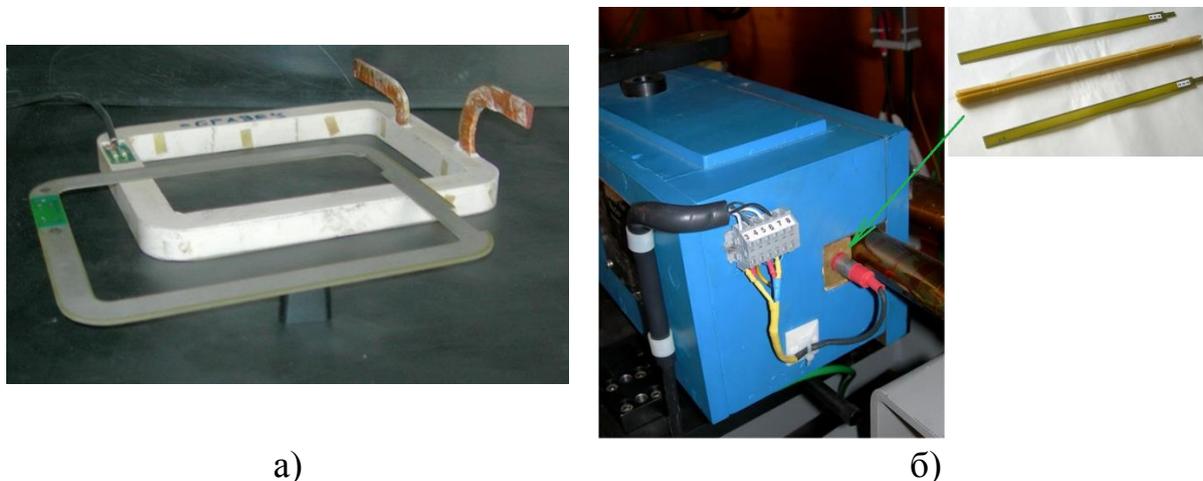


Рис.4.8. Встроенные индукционные датчики: а) измерительная катушка и обмотка BUMP-магнита, б) торец SEPTUM-магнита с датчиком и клеммами для подключения кабеля.

Съем сигнала осуществляется экранированным кабелем марки 2x2x24AWG, который содержит две дифференциальные пары. Для подключения сигналов с датчиков к измерительным входам интеграторов используется переходной модуль. Кроме того, в модуле предусмотрена возможность включения конденсаторов, образующих с последовательным сопротивлением  $R_{NORM}$  ФНЧ первого порядка. При необходимости, эта RC-цепочка может быть задействована для фильтрации коммутационных звонов или высокочастотных сигналов, наводимых в сигнальные трассы от срабатывания различных мощных импульсных элементов. Основные параметры измерительных каналов представлены в таблице 4.2.

Рассмотрим подробнее критерии выбора площади измерительных датчиков и номиналов нормализующих резисторов на примере канала XBU. Сопротивление  $R_{NORM}$  вместе с входным сопротивлением интегратора  $R_{IN}$ ,

образует делитель сигнала с коэффициентом передачи равным:  $k = R_{IN}/(R_{IN} + 2R_{NORM})$ , где  $R_{IN} = 120$  Ом. В соответствии с таблицей 4.2 длина кабеля сигнальной трасы от магнита XBU – 80 м, а сечение провода используемой марки –  $0,23 \text{ мм}^2$ , тогда сопротивление кабельной трассы равно 12,6 Ом. Учитывая, что ТКС меди равен  $4 \cdot 10^{-3}/\text{C}$ , то при перепаде температуры в  $10^\circ\text{C}$  изменение сопротивления жил кабеля может составить  $\Delta r = 0,5$  Ом. Тогда, величина сопротивления  $R_{NORM}$ , для обеспечения стабильности  $\delta = 10^{-4}$  должна быть больше чем:  $R_{NORM} \geq \Delta r / 2\delta \approx 1,3 \text{ k}\Omega$ .

Таблица 4.2. Параметры измерительных каналов.

Тип канала	ISSP	XSSP	BU
Количество	1	1	4
Импульс	100 мкс	50 мкс	800 мкс
Поле	0,115 Тл	0,8 Тл	0,468 Тл
Стабильность	$\pm 0,05$ %	$\pm 0,01$ %	$\pm 0,01$ %
Площадь датчика	$3,34 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$	$3,66 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$	$4,85 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2$
Длина трассы	120 м	80 м	80 м
$R_{norm}$	402 Ом	1,8 кОм	1,5 кОм
Интеграл	$4,99 \cdot 10^{-5} \text{ В}\cdot\text{с}$	$9,45 \cdot 10^{-5} \text{ В}\cdot\text{с}$	$8,73 \cdot 10^{-4} \text{ В}\cdot\text{с}$
Шум VsDC3 от пика до пика	$9 \cdot 10^{-10} \text{ В}\cdot\text{с}$	$1,2 \cdot 10^{-9} \text{ В}\cdot\text{с}$	$3 \cdot 10^{-9} \text{ В}\cdot\text{с}$
Относительный шум	$1,8 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^{-5}$	$3,5 \cdot 10^{-6}$

Площадь датчика следует выбрать, учитывая получившийся коэффициент передачи  $k$  и входной диапазон интегратора. Из предположения косинусоидальной формы индукционного сигнала его амплитуду можно оценить как:  $U_{ind} = \pi wSB/2T$ , тогда для заданного коэффициента деления и входного диапазона площадь датчика следует выбирать, исходя из оценки:  $U_{ind} = 2TV_{FS}/k\pi B$ , где  $V_{FS}$  – заданная амплитуда индукционного сигнала. Для магнита XBU, амплитуда сигнала на входе интегратора при номинальном поле

составляет 1,8 В. На Рис.4.9 представлен результат измерения долговременной стабильности демонстрирующий, что стабильность импульсного поля, генерируемого разработанным в ИЯФ оборудованием, соответствует требуемому уровню  $10^{-4}$ .

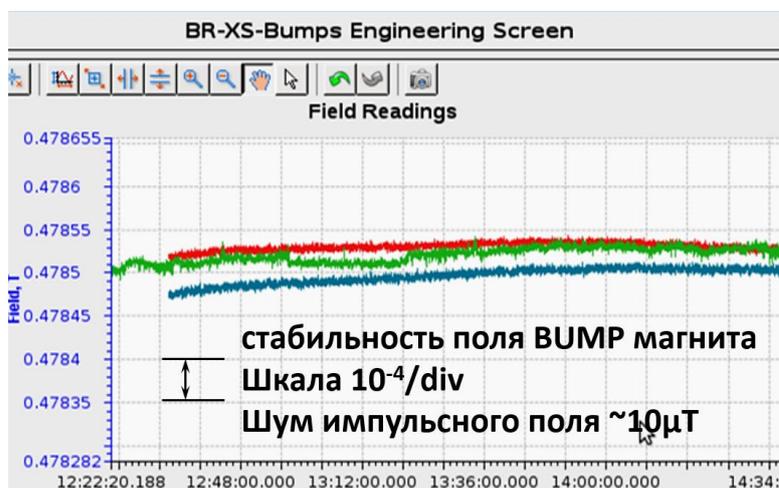


Рис.4.9. График долговременной стабильности.

Шум поля находится на уровне  $2 \cdot 10^{-5}$ , что делает возможным использовать текущие результаты измерений для коррекции задания источников с целью компенсации дрейфа, если магнитное поле будет уходить за допустимые пределы.

Программа управления импульсным питанием предусматривает подобный сценарий работы.

#### 4.2.2. Модернизированная система контроля импульсных полей ВЭПП-2000 и канала К-500

Одним из основных направлений развития ускорительной техники в ИЯФ является создание инжекционного комплекса и переход ускорительных установок института ВЭППЗ/ВЭПП-4М и ВЭПП-2000, на получение электронов и позитронов от этого комплекса [13].

Реализация данного проекта подразумевает создание канала транспортировки частиц К-500, модернизацию установок ВЭПП-3 и входящего в состав ВЭПП-2000 бустера БЭП. Канал К-500 предназначен для транспортировки частиц в два противоположенных направления. Одна часть

канала соединяет накопитель-охладитель комплекса ВЭПП-5 с накопителем ВЭПП-3 и включает спуск от ВЭПП-5 к каналу транспортировки, прямолинейный участок, протяженностью 100 м и подъем к точке инъекции в ВЭПП-3. Вторая часть канала - транспортировка частиц в сторону ВЭПП-2000 состоит из трех частей: спуск с разворотом на 180 градусов пучка частиц из накопителя-охладителя ВЭПП-5, прямолинейный участок протяженностью 200 м метров, и подъем к бустеру БЭП. В общей сложности, канал К-500 содержит чуть менее 100 импульсных элементов, большая часть из которых (88 элементов), это квадрупольные линзы с встроенным корректором (Рис.4.10), параметры линз приведены в таблице 4.3.



Рис.4.10. Фотография части канала К-500 с импульсными магнитами.

Таблица 4.3. Параметры импульсной линзы канала К-500.

Градиент	1,3 кГс/см(макс.)
Ток	250 А (макс.)
Индуктивность	171 мкГн
Длительность	250 мкс
Сигнал с токового пояса	5 В (макс.)

Для контроля стабильности поля используются цифровые интеграторы VsDC2 и индукционные токовые пояса, расположенные в стойке импульсного питания (Рис.4.11 а)). Программа работ по переводу установки ВЭПП-2000 на получение частиц от инъекционного комплекса включает в себя модернизацию системы импульсных измерений канала перепуска на участке БЭП – ВЭПП-2000. Фотография размещения элементов модернизированной системы в радиопультулевой представлена на Рис.4.11 б).

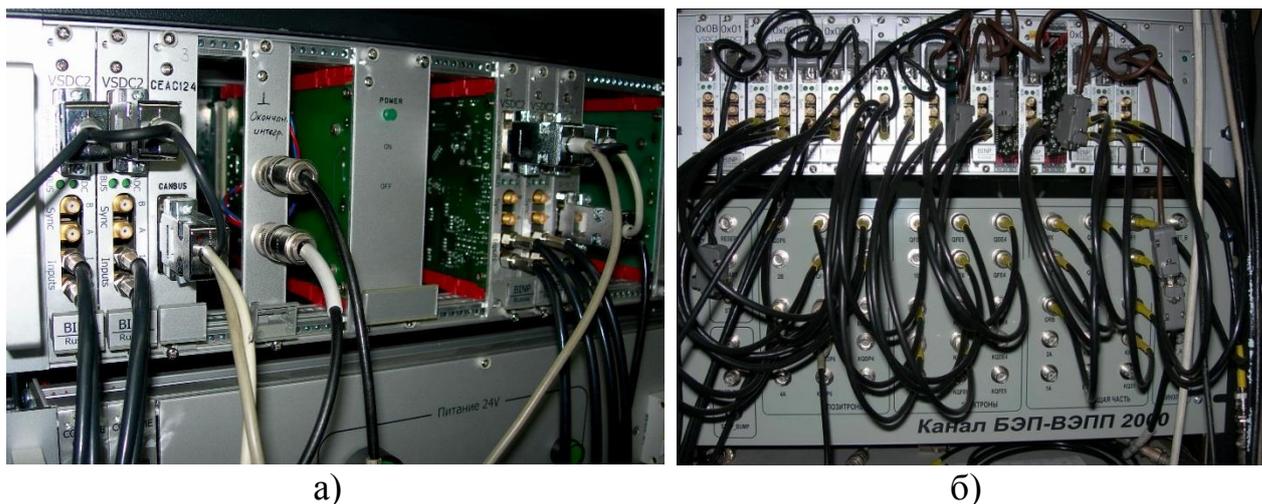


Рис. 4.11. Применение интеграторов VsDC2 на установках ИЯФ: а) стойка импульсного питания К-500, б) модернизированная система импульсных измерений БЭП-ВЭПП2000.

Электроника базируется в 19 дюймовом 3U крейте, связь с компьютерной системой комплекса осуществляется с помощью CANbus. Для подключения измеряемых сигналов используется специально изготовленная переходная панель. Измерительный крейт вмещает до 18 интегрирующих измерителей. Суммарное количество каналов составляет 36, обеспечивая необходимое количество измерительных и запасных каналов. На Рис.4.12 приведена осциллограмма типичного индукционного сигнала, зарегистрированная интегратором VsDC2.

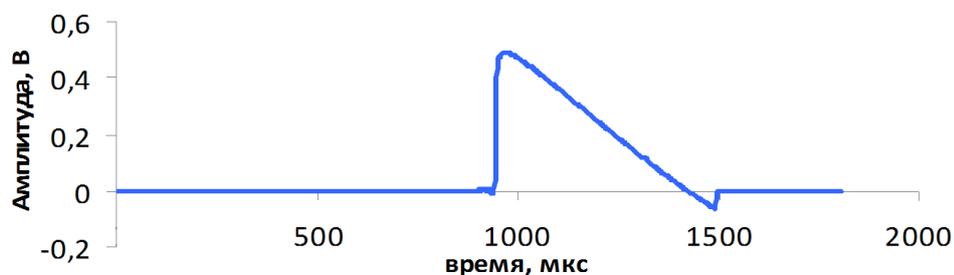


Рис.4.12. Характерная осциллограмма сигнала с индукционного датчика.

Вольт-секундная площадь этой осциллограммы оценивается, как  $0.4 \cdot U \cdot T$ , где  $U$  и  $T$  – это длительность и амплитуда соответственно. Расчет для относительного уровня шума измерительных каналов для двух основных

длительностей сигналов, и амплитуды в четверть шкалы представлен в таблице 4.4.

Таблица 4.4. Достижимый шум/сигнал

Длительность импульса, Т	50 us	400us
Шум интеграла VSDC2 при $U_{\text{шк}} = \pm 2$ В, [Вс] rms	$4 \cdot 10^{-10}$ при 100 us	$1,5 \cdot 10^{-9}$ при 1 ms
Расчетный сигнал, [Вс]	$2 \cdot 10^{-5}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$
Ожидаемый шум/сигнал, rms	$2 \cdot 10^{-5}$	$10^{-5}$

Видно, что по собственным шумам электроника системы уверенно обеспечивает желаемую стабильность измерения  $10^{-4}$ . Температурный дрейф масштаба преобразования устройств VsDC2, составляющий  $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , также является достаточным с точки зрения необходимой точности.

### 4.3. Исследование методов подавления пульсаций ведущего поля на комплексе ВЭПП-4М

В физической программе детектора КЕДР, работающего на ускорительном комплексе ВЭПП-4М [46], запланирован эксперимент по проверке СРТ-инвариантности путём сравнения с точностью  $10^{-8}$  частот прецессии электронов и позитронов, одновременно циркулирующих в накопителе [47]. Реализуемость данного эксперимента напрямую зависит от стабильности ведущего поля накопителя, причем важна как долговременная стабильность на уровне  $10^{-6}$  на протяжении всего эксперимента, так и отсутствие кратковременных пульсаций в полосе 10-20 Гц. Пульсации в такой полосе ведущего магнитного поля приводят к уширению эффективной резонансной частоты спиновой прецессии, при которой происходит деполяризация пучка, что в свою очередь увеличивает статистическую

погрешность эксперимента. В этой связи было предложено измерить величину пульсаций поля в диапазоне 0,01 – 50 Гц и рассмотреть возможности подавления этих пульсаций без кардинальной переделки системы питания. Между тем, ЯМР-магнитометр, применяемый для долговременной стабилизации поля, не позволяет провести прямые измерения спектрального состава пульсаций в нужном диапазоне частот. Таким образом, возникла необходимость дополнить данные ЯМР еще и измерениями с применением индукционного метода.

### 4.3.1. Измерение пульсаций ведущего поля ВЭПП-4М

Дипольные магниты ускорительного кольца ВЭПП-4 запитаны последовательно от одного источника стабильного тока ИСТ. Величина магнитного поля изменяется в диапазоне от 0,15 Тл на инжекции до 0,55 Тл на максимальной энергии. Стабильность поля находится на уровне  $2 \cdot 10^{-5} - 5 \cdot 10^{-5}$ . Последовательно с магнитами ведущего поля включен отдельно стоящий калибровочный магнит. Этот магнит полностью идентичен поворотным магнитам, имеет общий с основной структурой контур водяного охлаждения и служит для размещения датчиков ЯМР магнитометра [48]. Этот же магнит был выбран для установки индукционного датчика, подключенного к интегратору VsDC3. Датчик содержит 1700 витков на каркасе радиусом 70 мм, обладая, таким образом, магнитной площадью  $\omega S = 7.7 \text{ м}^2$ . Индукционный сигнал с такой катушки в соответствии с графиком шума VsDC3 (Рис.3.12, Глава 3) обеспечивает измерение спектральных компонент пульсаций на уровне  $10^{-6}$ , начиная от 0.05 Гц. Датчик снабжен электростатическим экраном. Для анализа спектрального состава пульсаций применялся осциллографический режим работы VsDC3. После накопления осциллограммы индукционного сигнала с помощью преобразования Фурье вычислялся амплитудный спектр. Для получения спектра пульсаций поля, выраженного в относительных единицах,

каждая компонента спектра индукционного сигнала делилась на величину  $2\pi f_n S B_0$ , где  $f_n$  – частота спектральной компоненты, а  $B_0$  – величина поля в магните, измеренная ЯМР-магнитометром. Результат показан на рис. 4.13, синяя кривая.

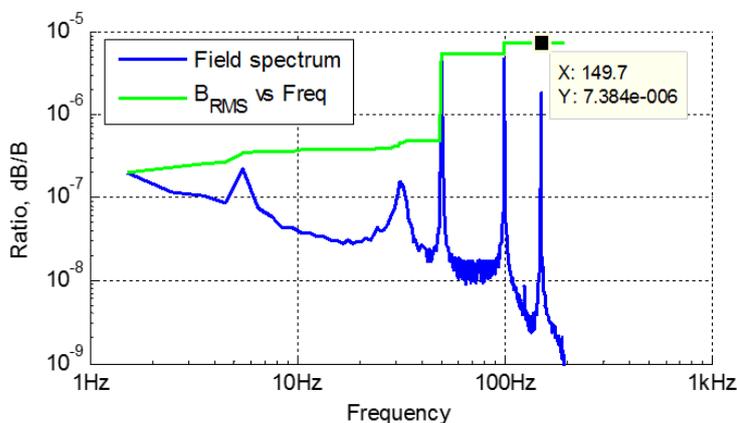


Рис.4.13. Спектральный состав пульсаций основного поля ВЭПП-4.

пульсаций поля, в терминах среднеквадратичного отклонения, при разной полосе наблюдения  $f_n$ , наглядно демонстрируя, какие частотные компоненты дают наибольший вклад в пульсации.

Из Рис.4.13 видно, что в спектре пульсаций присутствуют пики на частотах 5 Гц и 30 Гц, не дающие, однако, серьёзного вклада в общий уровень пульсаций. Также в магнитном поле велики пульсации на частотах, кратных частоте сети, что обусловлено работой силовых цепей ИСТа. Несмотря на то, что поворотные магниты обладают массивным железным ярмом, в поле присутствуют пульсации заметной амплитуды с частотами вплоть до 150 Гц. По зеленому графику, Рис.4.13, можно видеть, что уровень амплитуды пульсаций поля возрастает с  $8 \cdot 10^{-7}$  при 5 Гц до  $7 \cdot 10^{-6}$  при 150 Гц.

Между тем, возможности аппаратуры, а именно низкий уровень шума и значительные вычислительные ресурсы цифровой части VsDC3, позволяющие применять различные схемы цифровых фильтров, делают привлекательной

Зеленый график на Рис.4.13 представляет собой зависимость «суммы» спектральных компонент до текущего индекса  $n$ :

$$\langle S_B(f_n) \rangle = \sqrt{\sum_{k=1}^n \left( \frac{B_k}{B_0} \right)^2}.$$

По смыслу этот график показывает зависимость амплитуды

идею создать широкополосную систему стабилизации поля на основе индукционных измерений.

### 4.3.2. Эксперименты по широкополосному подавлению пульсаций поля ВЭПП-4

На Рис.4.14 представлена структурная схема системы для экспериментов по широкополосному подавлению пульсаций [49].

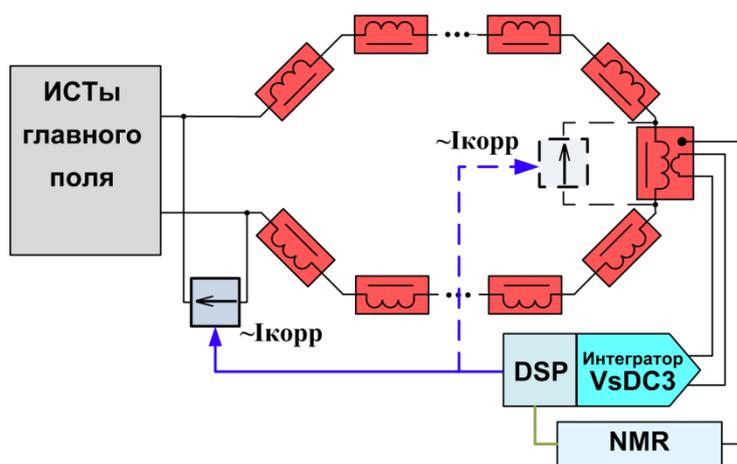


Рис.4.14. Структурная схема системы подавления пульсаций основного поля ВЭПП-4.

Цепь подавления высокочастотных пульсаций состоит из интегратора VsDC3, расположенного в непосредственной близости от калибровочного магнита и генератора тока коррекции, подключенного параллельно ИСТу. Для передачи данных между устройствами на расстояние порядка 200 м

сделан цифровой канал связи на базе интерфейса RS-485. Пунктиром на Рис.4.14 показана схема включения генератора тока коррекции, при котором обратная связь замыкается только на калибровочном магните, что было полезным для отладки аппаратуры и алгоритмов работы системы. Между тем, подавление высокочастотных пульсаций без стабилизации среднего значения поля не имеет практического интереса для экспериментов по физике элементарных частиц. По этой причине система включает в себя еще и обратную связь по измерениям ЯМР-магнитометра. Управление режимом работы и параметрами цепей обратной связи осуществляется с компьютера в

пультовой комплекса ВЭПП-4М. Результаты тестирования системы представлен на Рис.4.15.

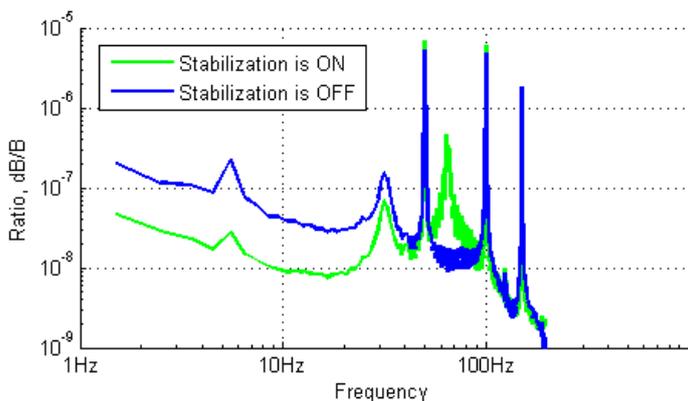


Рис. 4.15. Эффективность широкополосной системы подавления пульсаций. Синий график показывает пульсации поля без обратной связи, зеленый – с включенным подавлением.

Поддавление пульсации с частотами до 10 Гц достигает уровня  $7 \div 8$  раз, однако с ростом частоты эффективность системы снижается, пропадая на 50 Гц. Для пояснения причин падения эффективности системы рассмотрим упрощенную схему включения генератора тока коррекции, Рис.4.16 а). В идеальном случае ИСТ, будучи генератором тока, должен обладать бесконечным выходным сопротивлением, а весь ток коррекции замыкаться через магниты ускорительного кольца. Однако на практике это выполняется только в области частот ниже 1 Гц. С ростом частоты импеданс «нагрузки», определяемый индуктивностью магнитной системы, возрастает, а выходное сопротивление ИСТа падает. Экспериментально измеренная АЧХ передачи тока коррекции в магнитную систему, представлена на Рис.4.16 б). Из графика АЧХ видно, что при частоте 50 Гц в нагрузку передается менее чем десятая часть тока коррекции. Как следствие, эффективность системы подавления пульсаций начинает падать с частоты 20 – 30 Гц, а на частоте 70 Гц наблюдается заметный подъем АЧХ системы подавления. Однако с точки зрения экспериментов по резонансной деполяризации, пульсации на частоте 50 Гц должны приводить к появлению боковых пиков вне зоны сканирования энергии, а подавление пульсаций на частотах ниже 10 Гц должно положительно

Поддавление пульсации с частотами до 10 Гц достигает уровня  $7 \div 8$  раз, однако с ростом частоты эффективность системы снижается, пропадая на 50 Гц. Для пояснения причин падения эффективности системы рассмотрим упрощенную схему включения генератора тока коррекции, Рис.4.16 а). В

сказаться на статистической точности определения энергии деполяризации за счет уменьшения времени деполяризации.

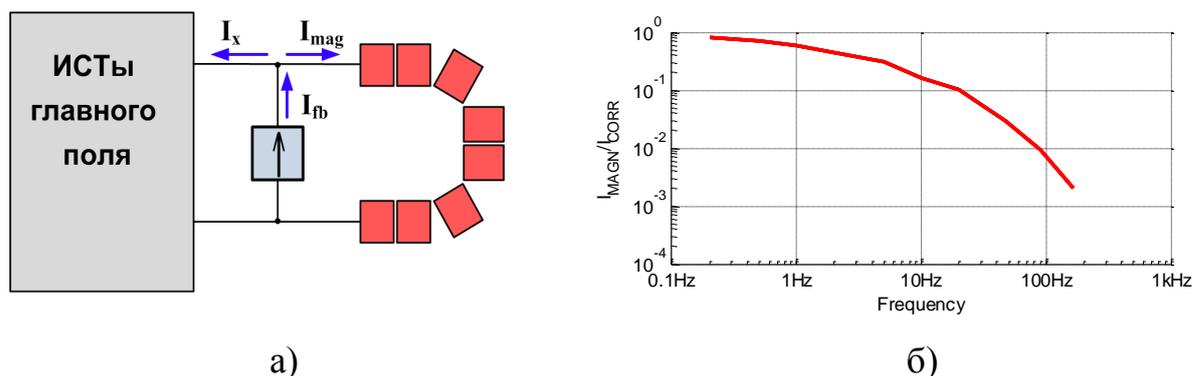


Рис.4.16. Подключение генератора тока коррекции: а) упрощенная схема включения; б) АЧХ передачи тока коррекции в нагрузку.

Предварительные результаты тестирования системы в реальном эксперименте представлены на Рис.4.17, содержащим по четыре точки для двух серий измерений: с включенным (синие точки) и выключенным подавлением (черные точки).

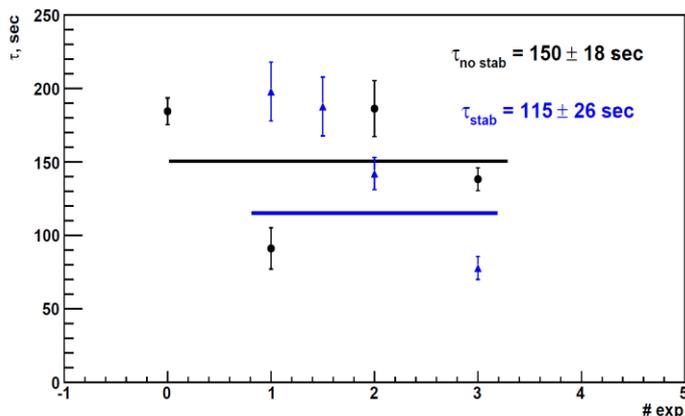


Рис.4.17. Время деполяризации с включенным (синие точки) и выключенным (черные точки) подавлением пульсаций поля.

Как было обнаружено, включение широкополосной обратной связи практически не отразилось на величине времени резонансной деполяризации и, как следствие, на точности эксперимента.

Несмотря на столь неоднозначный результат, наработки по системе широкополосной стабилизации являются крайне полезными.

Прояснены основные подводные камни, опробованы методики настройки (конструирования, выбора параметров цифровой ООС) и испытана аппаратная

реализация элементов системы. Подобная система может оказаться востребована как для других экспериментов по ускорительной физике, в экспериментах с СИ или ФЭЧ, так и на стендах измерения параметров электромагнитов с постоянным полем, где пульсации тока оказывают непосредственный вклад в погрешность измерений.

#### **4.4. Прецизионные измерения постоянных магнитных полей**

Возможности цифровых интеграторов  $V_sDC2$  и  $V_sDC3$  позволяют применять их не только в работах с изменяющимися во времени магнитными полями, но и при измерении постоянных полей, что делается с помощью перемещаемых катушек. Если в первом случае амплитуды сигналов с датчиков достигают единиц и даже десятков вольт, то во втором значения сигналов лежат в диапазоне нескольких милливольт. И здесь принципиальное требование – чрезвычайно малый уровень шумов электроники при заметных временах интегрирования, задаваемых механическим перемещением датчиков. Характерным примером такого рода являются измерения параметров магнитных линз. В последние годы к качеству поля линз в современных ускорителях предъявляют все более строгие требования, допустимый уровень амплитуды гармоник поля становится все ниже [50, Рис.11], точность установки магнитов на ускорительном кольце – выше. Причем для позиционирования магнитов применяются специальные методики точного определения положения магнитной оси во время установки магнитов на ускорительном кольце, например, метод вибрирующей струны [51]. Однако, добиться высокого качества поля возможно только в случае использования высокоточных измерительных систем на стадии разработки, а затем - и производства магнитов.

В 2009 – 2013 годах в ИЯФ был выполнен контракт по изготовлению квадрупольных линз для основного кольца NSLS-II. Было изготовлено шесть типов линз, общим количеством 128 штук [52]. Основные параметры магнитов, а также требованиями к качеству поля, представлены в таблице 4.6.

Отмеченные требования к качеству поля в линзах приводят к необходимости создания адекватной по точности измерительной системы. Измерению подлежат следующие параметры:

- Относительная величина пространственных гармоник.
- Угол между магнитной и геометрической плоскостью магнита.
- Смещение магнитной оси относительно реперных точек магнита.

Таблица 4.6. Параметры квадрупольных линз NSLS-II.

Параметр	Тип	9801	9804	9809
	Ед	9802	9807	9812
Радиус апертуры, $r_0$	мм	33	33	33
Магнитная длина, L	м	0,250	0,448	0,27
Градиент магнитного поля, G	Т/м	11	20,2	21
Полный ток в обмотках, $I_0$	кА	4,9	9,0	9,4
Допустимая величина гармоник на радиусе 25 мм, в единицах $10^{-4}$ относительно основной гармоники	b3-b4	$\pm 2.0$	$\pm 2.0$	$\pm 2.0$
	b5, b7-b9	$\pm 1.0$	$\pm 1.0$	$\pm 1.0$
	b6, b10, b14	$\pm 3.0$	$\pm 3.0$	$\pm 3.0$
	b11-b13, b15	$\pm 0.5$	$\pm 0.5$	$\pm 0.5$
	a3	$\pm 2.0$	$\pm 2.0$	$\pm 2.0$
	a4-a6, a10, a14	$\pm 1.0$	$\pm 1.0$	$\pm 1.0$
	a11-a13	$\pm 0.5$	$\pm 0.5$	$\pm 0.5$

В измерительной системе использовался метод вращающихся катушек. Приведённые в предыдущей главе на Рис.3.12 зависимости шумов интеграла от времени интегрирования однозначно свидетельствует о необходимости минимизации времени интегрирования. Из графиков следует, что при временах интегрирования, свыше десятых долей секунды, шум цифровых интеграторов

растет примерно пропорционально времени интегрирования. Следовательно, можно записать что  $\langle Vs \rangle \approx \alpha T_I$ , причем для прибора VsDC3 на входном диапазоне 200 мВ,  $\alpha \approx 80$  нВ. Чтобы определить максимально допустимое время измерения, воспользуемся приведенной в разделе 1.2 оценкой допустимого шума интеграла для метода вращающихся катушек. Для шума интеграла было получено следующее выражение (1.1):

$$B_{REF} NLR_{REF} \sqrt{M} \frac{c_n}{n} = \langle \Phi \rangle = \alpha T_I$$

Напомним, что  $R_{REF}$  – радиус, на котором ведется расчет гармоник,  $B_{REF}$  – опорное поле, определяемое из равенства единице относительной амплитуды основной гармоники при выбранном значении  $R_{REF}$ , а  $c_n$  – амплитуда гармоники с номером  $n$ . Число  $M$  показывает количество измеряемых значений магнитного потока за оборот.

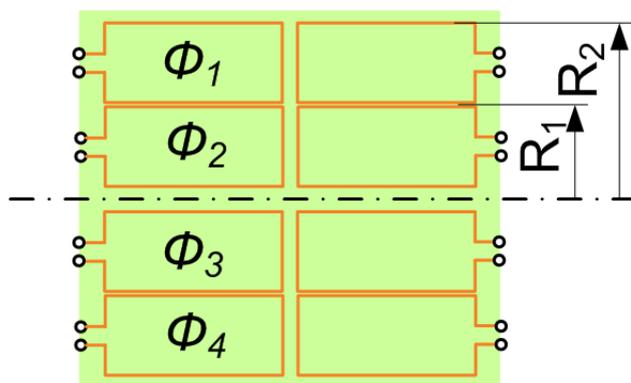
Исходя из параметров, представленных в таблице 4.6 для магнита 9801, величина основной гармоники для опорного радиуса  $R_{REF} = 25$  см составляет  $B_{REF} = GR_{REF} = 0.275$  Т, а эффективная магнитная длина  $L = 250$  мм. Тогда при  $M = 128$ , и измерительной катушке из 50 витков, для измерения 10-й гармоники с погрешностью  $c_n = 10^{-5}$  необходимо, чтобы полное время интегрирования было меньше чем  $T_I < 12$  с.

Вторая причина, по которой желательно достигнуть малого времени измерений – необходимость проведения нескольких итераций доработки магнитов во время изготовления, с целью достижения высокого качества поля. Каждая итерация включает в себя серию измерений параметров магнитного поля, проводимых для разных значений тока линзы. По результатам измерений производился расчет размеров и установка корректирующих накладок и межполюсных вставок [50].

Созданные ранее в ИЯФ системы магнитных измерений [6] подразумевали пошаговое вращение измерительного датчика. Перемещение катушки из одного углового положения в другое занимает при этом

сравнительно короткое время, порядка 0,1 с. Однако, интегрирование сигнала с датчика необходимо продолжать еще некоторое время после остановки, дожидаясь успокоения вибраций датчика, что заметно увеличивает суммарное время измерения.

В случае применения интеграторов VsDC2 или VsDC3 наличие жесткой синхронизации интервала интегрирования позволяет реализовать непрерывное вращение измерительной катушки, организовав привязку «на-ленту» величины угла и значения текущего интеграла. Для повышения точности измерения амплитуды гармоник было принято решение применить несколько измерительных катушек, расположенных на различных радиусах, Рис.4.18 а), компенсирующих сигнал от дипольной и квадрупольной компонент поля.



а)



б)

Рис.4.18. Измерительный датчик: а) расположение катушек для компенсации первой и второй гармоник поля, пунктирная линия обозначает ось вращения; б) фото измерительного вала в руках ответственного за контракт с BNL.

Обработаем сигнал с катушек так, чтобы результирующий сигнал соответствовал выражению:

$$\Phi_{\Sigma}(\theta) = \frac{\Phi_1(\theta) + \Phi_3(\theta)}{2} - \Phi_2(\theta).$$

Тогда, пользуясь (1.1 глава 1) можно получить, что геометрический коэффициент чувствительности для каждой мультипольной компоненты  $n$  выражается как:

$$K_n = \frac{1}{2} (R_1^n - R_2^n + R_3^n - R_2^n) - (R_2^n - R_1^n).$$

Выбрав в идеальном случае  $R_1 = R$  и  $R_2 = 2R$ , можно получить для дипольной и квадрупольной гармоники  $K_n = 0$ :

$$\begin{cases} K_1 = \frac{1}{2} (-0 + R + 2R - R) - (R - 0) = 0 \\ K_2 = \frac{1}{2} (0 - R^2 + 4R^2 - R^2) - (R^2 - 0) = 0 \\ K_n = \left( \frac{2^n + (-1)^{n-1}}{2} - 1 \right) R^n \end{cases}$$

Компенсация дипольной и квадрупольной компоненты позволяет снизить влияние механических вибраций измерительного вала и пульсаций источника тока на результат измерений амплитуд высших гармоник, имеющих низкий относительный уровень. Для реализации подобного способа суммирования/вычитания сигналов, пропорциональных магнитному потоку была предложена схема непосредственной коммутации выводов измерительных катушек. Эквивалентная электрическая схема суммирования индукционных ЭДС и сама схема коммутации на измерительном вале приведены на Рис.4.19 а). В случае равенства собственных сопротивлений измерительных катушек, обеспечивается требуемая схема суммирования индукционных ЭДС:

$$\varepsilon_{\Sigma}(t) = \frac{\varepsilon_1(t) + \varepsilon_3(t)}{2} - \varepsilon_2(t).$$

Измерительный датчик состоит из двух половин, запрессованных в стеклотекстолитовом кожухе. Каждая половина - это печатная плата, имеющая 12 слоев, на каждом из которых имеется 4 катушки по 5 витков. Средний размер витка составляет 12,8 мм на 398,6 мм, а площадь каждой катушки - 0,3 м<sup>2</sup>. Компенсированные индукционные сигналы от двух половинок суммируются (Рис.4.19 а)). Коэффициент подавления дипольной и квадрупольной гармоник

находится на уровне  $10^{-3}$ . Помимо компенсированного канала измеряются сигналы с двух опорных катушек,  $REF_1$  и  $REF_2$  (Рис.4.19 а)) расположенных с противоположных сторон вала. Такой набор измерительных каналов позволяет выставить линзу относительно оси измерительной системы и определить все необходимые параметры магнитного поля. Структурная схема рассматриваемого стенда магнитных измерений представлена на Рис.4.20 [53], а общий вид – на Рис.4.19 б).

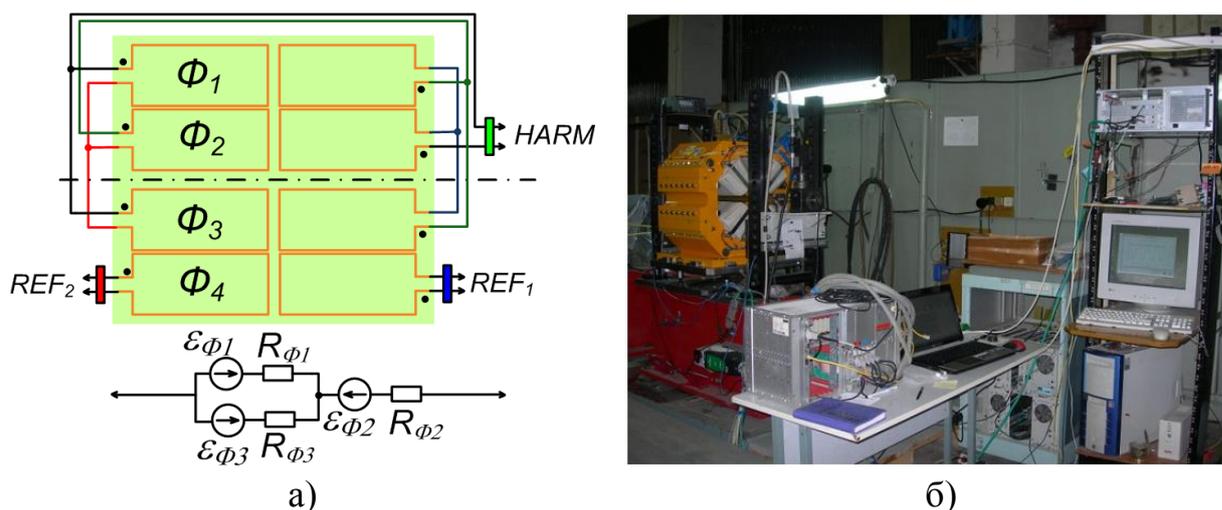


Рис.4.19. Система магнитных измерений с вращающимися катушками: а) коммутация катушек и эквивалентная схема суммирования индукционных ЭДС, б) фотография стенда.

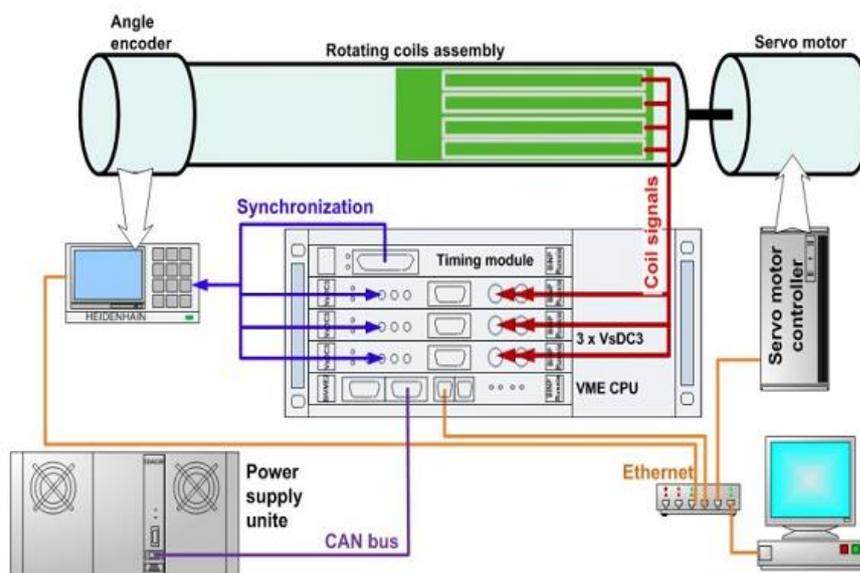


Рис.4.20. Структурная схема измерительного стенда.

Измеряемый магнит может выставляться относительно измерительного вала в трех плоскостях с помощью юстировочных винтов. Измерительный вал приводится в движение сервоприводом, а угол его поворота определяется с помощью прецизионного измерителя углового положения. Индукционные сигналы измерительных каналов обрабатываются тремя интеграторами VsDC3. Синхронизацию интервала интегрирования и моментов измерения угла обеспечивает плата таймирования. При этом интервал интегрирования выбран равным 20 мс и привязан к периоду промышленной электросети.

Кроме того, в состав системы входит плата управления источником питания и контроллер сервопривода. Благодаря набору различных интерфейсов связи, периферийное оборудование подключено к VME-контроллеру и персональному компьютеру. VME - контроллер работает под управлением ОС Linux и решает критические к времени исполнения задачи сбора результатов измерений, а также управляет электроникой стенда. Приложение на ПК выполняет постобработку данных и выдает конечные параметры тестируемой линзы. Кроме того, управляющая программа позволяет в автоматическом режиме проводить серии измерений по различным сценариям [54]. Сценарии поддерживают возможность набора статистики по нескольким измерениям и автоматической перестройки тока линзы и могут быть изменены по мере необходимости.

Малое время измерения достигается за счет применения непрерывного вращения вала с катушками, а интегрирование индукционных сигналов синхронизировано с измерением текущего угла поворота. Для реализации непрерывного интегрирования сигнальные входы двух каналов каждого интегратора VsDC3 соединены вместе, а интегрирование в каналах запускается поочередно (Рис.4.21).

За один оборот измеряется  $M = 128$  значений приращения магнитного потока  $\Delta\Phi(n)$  и соответствующих им угловых положений  $\theta(n)$ .

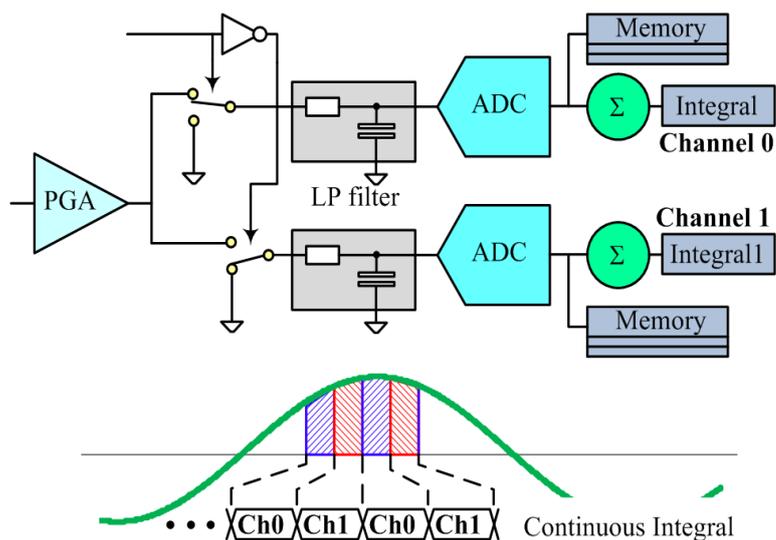


Рис.4.21. Коммутация каналов VsDC3 для реализации непрерывного интегрирования.

Последовательность парциальных интегралов суммируется, давая зависимость потока  $\Phi(n)$  от угла. Однако, выборки магнитного потока по причине некоторой нестабильности скорости вращения и фазы сети получаются на неравномерной сетке. Для дальнейшей обработки данных применяется сплайн интерполяция, которая позволяет получить значения магнитного потока на равномерной сетке, начиная от нуля градусов.

Перед каждым циклом происходит измерение собственного нуля всех каналов, эта процедура эквивалентна обычному измерению, только выполняется при неизменном положении вала. Наличие смещения нуля, приводит к линейному нарастанию сигнала при суммировании парциальных интегралов, что существенно искажает результат разложения в ряд Фурье, приводя к погрешности определения амплитуд гармоник. Вследствие того, что измеренные значения магнитного потока при угле  $0^\circ$  и  $360^\circ$  (полный поворот) должны быть равны, в дополнение к процедуре компенсации постоянного смещения нуля выполняется процедура вычитания «треугольника» из результатов измерений:  $\tilde{\Phi}(n) = \Phi(n) - n(\Phi(360) - \Phi(0))/M$ .

Эта процедура позволяет частично убирать влияние флуктуаций смещения нуля в процессе измерения, вызванные, например, температурным дрейфом или шумом  $1/f$ .

Далее, получившаяся зависимость потока от угла  $\tilde{\Phi}(n)$  раскладывается в дискретный ряд Фурье, из компонент которого вычисляется весь набор необходимых параметров магнита.

Для расчета высших гармоник используются выражения (1.2, Глава 1), причем геометрические коэффициенты чувствительности  $K_n$  учитывают реальные радиусы витков каждой катушки. Величина поля  $B_{REF}$ , определяется из сигнала опорных датчиков ( $REF_1$ ,  $REF_2$ ), а радиус расчета задается в программе. На Рис.4.22 представлена типовая зависимость магнитного потока от угла поворота вала. Синий и коричневый графики соответствуют двум опорным каналам, красный график – компенсированному каналу, представленному также на вставке в увеличенном в 100 раз масштабе. Зеленый график демонстрирует скорость изменения угла.

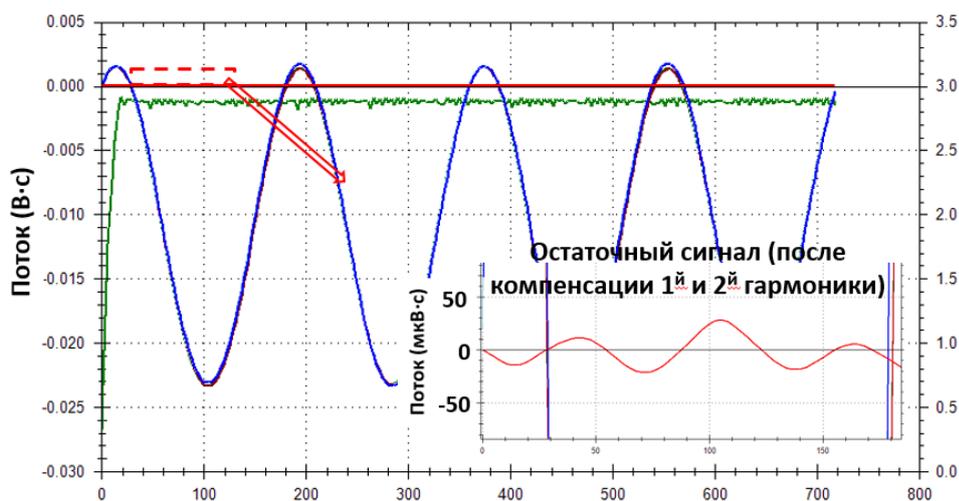


Рис.4.22. Зависимость магнитного потока для опорного (синий) и компенсированного (красный, на вставке) датчиков. Зеленый график показывает скорость вращения.

При измерении амплитуд высших гармоник имеет место два основных источника ошибок, а именно систематическая и статистическая погрешность.

Величина систематической ошибки, вызванной неидеальностью вала, находится на уровне  $5 \cdot 10^{-6}$  для секступольной и октупольной компонент поля. Будучи измеренной, эта погрешность учитывалась в результатах. Статистическая погрешность, которая определяет стабильность измерений, находится под влиянием различных источников шума. Для данной системы можно выделить четыре основных источника:

1. Пульсации тока питания линзы.
2. Различные механические вибрации и биения подшипников вала.
3. Внешние электромагнитные наводки.
4. Собственный шум электроники.

Применение компенсации дипольной и квадрупольной компоненты, а также привязка интервала интегрирования к периоду электросети позволяет существенно минимизировать вклад шумов от источников, обозначенных пунктами 1 – 3, а низкий уровень собственного шума интеграторов VsDC3 позволяет достичь высокой стабильности измерений. На Рис.4.23 представлен типовой шум измерений.

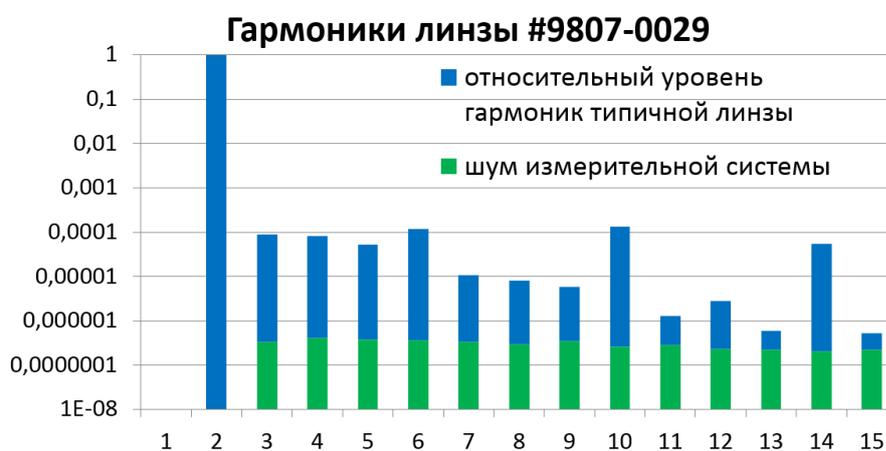


Рис.4.23. Демонстрация шума измерительной системы относительно типовой величины гармоник.

Относительный уровень шума находится на рекордном уровне, близком к  $5 \cdot 10^{-7}$ . Разрешающая способность определения смещения оси составила 0,7 мкм, а точность измерения угла наклона составила менее 0,1 мрад [55].

Уникальные возможности описанной системы измерения параметров магнитных линз, обеспеченные крайне малым уровнем шума интеграторов, возможностью их точной синхронизации, предложенной методикой компенсации паразитных эффектов, а также высоким качеством изготовления индукционных датчиков и механики, являются непревзойдёнными в мировой практике.

Благодаря этим возможностям успешно выполнен контракт по изготовлению квадрупольных линз для основного кольца NSLS-II, обладающих крайне жёсткими требованиями к их параметрам. Ещё одна версия описанной системы применялась для изготовления квадрупольных линз для MAX IV Lab [56], модернизированных линз комплекса ВЭПП-2000.

## Глава 5

### Способы уменьшения шумов при больших временах интегрирования

В низкочастотной области шум полупроводниковых устройств начинает вести себя по закону, близкому к  $1/f$ . Как пример, на Рис.5.1 представлена экспериментально измеренная спектральная плотность шума аналогового тракта VsDC3 на диапазоне  $\pm 200$  мВ (синяя кривая) и её аппроксимация с помощью выражения 2.9, представленном в Главе 2, в котором учтено возрастание шума по закону  $1/f$  (зеленая кривая).

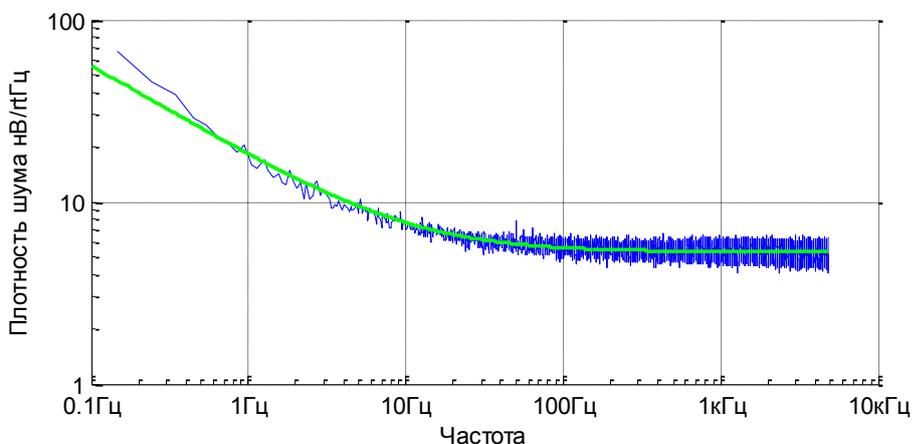


Рис.5.1. Спектральная плотность шума аналогового тракта VsDC3 на диапазоне  $\pm 200$  мВ и её аппроксимация законом с помощью выражения 2.9.

В разделе 2.2 путём вычислений было продемонстрировано, что такой шум в тракте устройства приводит к линейному росту шума интеграла на больших временах интегрирования. Экспериментальное подтверждение этого факта представлено на графике на рис.5.2. Данное обстоятельство серьезно ограничивает возможности созданной аппаратуры в области прецизионных измерений постоянных магнитных полей. Действительно, выше отмечалось, что требуемый уровень шума интеграла для измерений с подвижными

катушками находится на уровне  $10 - 100 \text{ нВ}\cdot\text{с}$ , а из экспериментальных данных видно, что такой шум реален лишь для времён  $0,5 \div 5 \text{ с}$ .

Очевидный выход из сложившейся ситуации заключается в применении полупроводниковых элементов с меньшим значением частоты среза шума  $1/f$ . Например, как это отмечалось в Главе 3 и в [43], перспективным можно считать АЦП AD7195. Другой пример – использование операционных усилителей ADA4528 в предусилителе модифицированной версии интегратора VsDC3, специально подготовленной для стенда магнитных измерений линз с малым радиусом апертуры, в котором используется метод перемещаемой струны. Эти усилители имеют сравнительно большое значение плотности шума, но оно постоянно вплоть до  $0,1 \text{ Гц}$ . Такая модификация позволяет уменьшить шум интеграла при временах интегрирования  $1 \div 10 \text{ с}$  в  $2 \div 3$  раза (зеленая кривая на Рис.5.2).

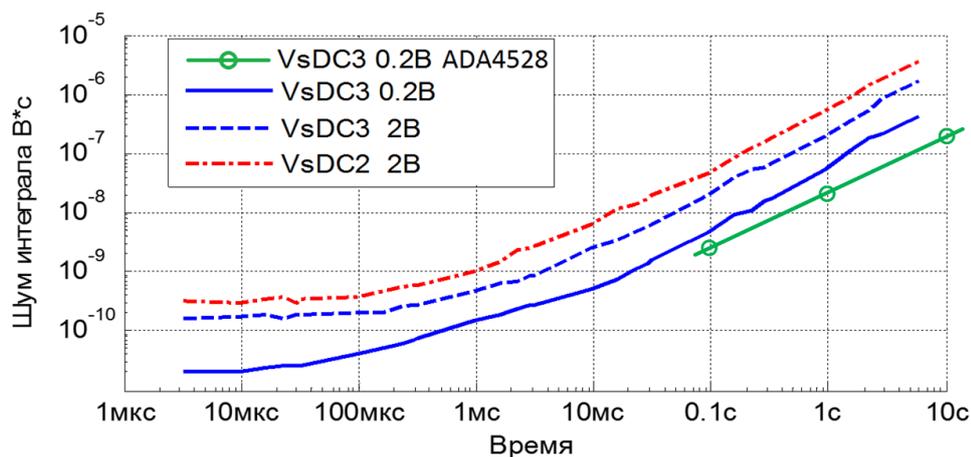


Рис.5.2 Сравнение шума интеграла VsDC3 с типовым и доработанным аналоговым трактом.

Однако, переход на малозумящие элементы, не обладающие удовлетворительными динамическими свойствами, ограничивает применения устройства для импульсных магнитных измерений.

Рассмотрим иной путь, который позволил бы уменьшить шум интеграла для больших времен интегрирования без вреда для динамических качеств и

соответственно, универсальности интегратора. Для этого продолжим анализ выражения 2.13 (Глава 2) для расчета дисперсии шума интегралов в случае наличия в тракте интегратора  $1/f$  шума. Вновь приведём это выражение для удобства читателя:

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = \eta_{ADC}^2 T + 2\eta_{ADC}^2 f_c T^2 \int_{\pi T f_L}^{\infty} \frac{\sin^2(x)}{x^3} dx = \eta_{ADC}^2 T + 2\eta_{ADC}^2 f_c G(T f_L) T^2$$

В этом выражении присутствует множитель  $G(T f_L)$ , зависящий от введенной формальным образом частоты  $f_L$ , необходимой для того чтобы обойти особенность интеграла во втором слагаемом на нижнем пределе. В Главе 2 приведены качественные рассуждения о выборе значения  $f_L$ , а следовательно и значения множителя  $G(T f_L)$ . Перевод этих рассуждений из качественных в количественные затруднителен. Вместе с тем, кажется перспективным развить интуитивно понятную идею о том, что процедура измерения и вычитания смещения нуля интегратора, выполняемая с необходимой периодичностью в процессе измерений (непрерывная калибровка), может существенно подавить вклад от низкочастотных компонент шума, время корреляции которых превосходит темп калибровки. К таким компонентам можно отнести случайные флуктуации смещения нуля,  $1/f$  шум, но не тепловой шум резисторов.

Допустим, что калибровка проводится перед каждым интегрированием, и по длительности совпадает с временем интегрирования. Интеграл собственного «нуля», в который будет входить систематическое смещение, а также вклад от шума тракта, полученный во время калибровки, будет вычитаться из интеграла входного сигнала. Для того, чтобы вычислить шум интеграла при такой схеме измерения, т.е. с однократной калибровкой (Рис.5.3), необходимо в выражение (2.10, Гл.2) подставить квадрат от модуля передаточной функции интегратора с калибровкой  $|K_T^{cal}(f)|^2$  и спектральную мощность шума (2.9, Глава 2):

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = 2 \int_0^{+\infty} \eta_{ADC}^2 \left( 1 + \left( \frac{f_c}{f} \right) \right) |K_T^{Cal}(f)|^2 df. \quad (5.1)$$

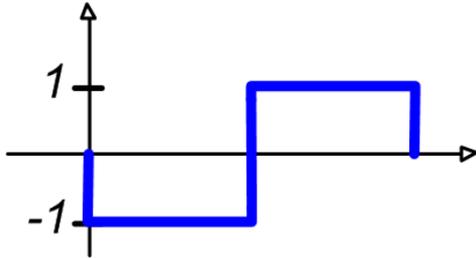


Рис.5.3. Импульсная характеристика интегратора с калибровкой.

Выкладки при вычислении Фурье преобразования от представленной импульсной характеристики для интегратора с калибровкой вынесены в Приложение Б, откуда заимствуем результат для квадрата модуля коэффициента передачи:

$$|K_T^{Cal}(f)|^2 = 4T^2 \frac{\sin^4(\pi fT)}{(\pi fT)^2}.$$

При стремлении частоты к нулю функция  $|K_T^{Cal}(f)|^2$  ведет себя пропорционально  $f^2$ , а значит, что в случае  $1/f$  шума (2.9) интеграл (5.1) не будет расходиться в нуле, и искусственные ограничения на пределы интегрирования не требуются. Подставив  $|K_T^{Cal}(f)|^2$  в (5.1) и сделав замену переменной интегрирования  $x = \pi fT$ , получим выражение вида:

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = \frac{8\eta_{ADC}^2 T}{\pi} \int_0^{+\infty} \frac{\sin^4(x)}{x^2} dx + 8\eta_{ADC}^2 T^2 f_c \int_0^{+\infty} \frac{\sin^4(x)}{x^3} dx.$$

Интегралы в первом и втором слагаемом сводятся к табличным, давая окончательный результат:

$$\langle V_S(T) \rangle^2 = 2\eta_{ADC}^2 T + 8\ln(2)\eta_{ADC}^2 f_c T^2. \quad (5.2)$$

Первое слагаемое соответствует вкладу от широкополосного шума аналогично выражению 2.4 для удвоенного времени интегрирования, что естественно, поскольку добавился вклад шума во время калибровки. Кроме того, из анализа получившегося выражения видно, что второе слагаемое

сравнивается с первым при времени интегрирования, связанного с частотой среза шума  $1/f$  как  $T_C = 1/(4\ln(2)f_C)$ .

Теперь рассмотрим, что произойдет, если интервал интегрирования  $T$  разбить на  $2 \cdot N$  отрезков  $T_0$ , состоящих из чередующихся калибровок и интегрирований, причем время одного интегрирования сделаем равным величине  $T_C$ . Импульсная характеристика для такого случая представлена на Рис.5.4.

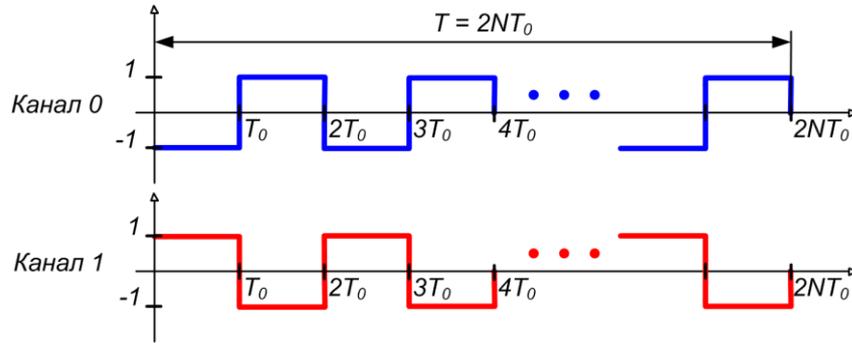


Рис.5.4 Импульсная характеристика интегратора с функцией непрерывной калибровки.

Заметим, что для получения искомого интеграла необходим второй канал, интегрирующий тот же самый входной сигнал в промежутки времени, когда первый канал калибруется. Результат интегрирования сигнала в таком случае непрерывной калибровки будет представлять собой сумму частичных интегралов обоих каналов. Коэффициент передачи для одного канала записывается следующим образом (Приложение Б):

$$|K_T^{Cal}(f)|^2 = 4T_0^2 \frac{\sin^4(\pi f T_0) \sin^2(2\pi f T_0 N)}{(\pi f T_0)^2 \sin^2(2\pi f T_0)}.$$

Подставив это выражение в 5.1 получим формулу, состоящую из двух слагаемых, каждый из которых содержит интегралы от тригонометрических функций разных степеней следующего вида:

$$R(N) = \int_0^{\infty} \frac{\sin^4(x) \sin^2(2Nx)}{x^2 \sin^2(2x)} dx$$

$$Q(N) = \int_0^{\infty} \frac{\sin^4(x) \sin^2(2Nx)}{x^3 \sin^2(2x)} dx,$$

где сделана замена переменной  $x = \pi f T_0$ . Первое слагаемое дает ожидаемый результат  $R(N) = N\pi/4$ , а слагаемое  $Q(N)$  можно представить в виде  $Q(N) = \alpha(N)N$ , где  $\alpha(N)$  - небольшое по сравнению с  $N$  число, причем  $\alpha(N) \leq \ln(2)$ . Учитывая, что  $2NT_0 = T$  запишем результат:

$$\langle V_s(T) \rangle^2 = \eta_{ADC}^2 T + 4f_c T_0 \alpha(N) \eta_{ADC}^2 T. \quad (5.3)$$

Таким образом, при больших временах интегрирования вклад  $1/f$  шума, при такой схеме, оказывается значительно подавлен и шум интегралов, растет пропорционально корню от времени интегрирования.

Для реализации такого режима работы необходимо объединить входы двух каналов интегратора и чередовать интегрирование с измерением собственного смещения нуля в них. Схема объединения каналов приведена на Рис.5.5.

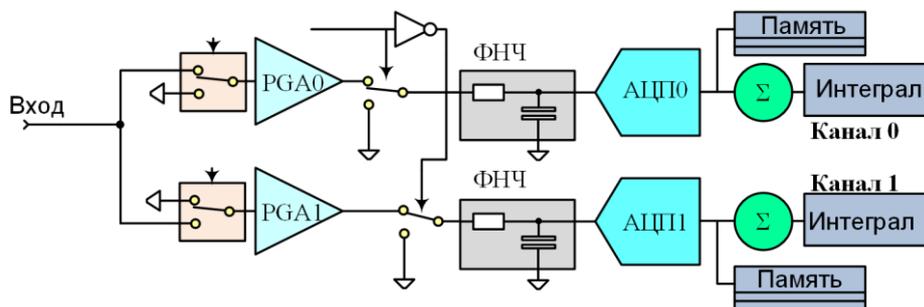


Рис.5.5 Схема объединения каналов для компенсации  $1/f$  шума.

Для оценки необходимого темпа чередования каналов, можно взять  $T_0$  равное  $T_c = 1/4f_c \ln(2)$ . При этом для значения шума получим оптимистичный результат:

$$\langle V_s(T) \rangle \leq 2\eta_{ADC} \sqrt{T}.$$

Расчетное поведение шума интеграла, исходя из измеренного для VsDC3 значения  $\eta_{ADC} = 4,5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ , представлено на Рис.5.6.

Таким образом, для времени интегрирования 10 с на диапазоне 200 мВ для интегратора VsDC3 шум интеграла должен составить около 30 нВ·с вместо имеющихся 800 нВ·с. Этот крайне низкий уровень шума, назван выше оптимистичным, т.к. есть множество причин, почему он может быть и не достигнут в реальной измерительной системе. Во-первых, это внутренние причины. Методика измерения собственного шума подразумевает набор статистики по серии измерений, состоящих из интегрирования сигнала со входа, закороченного на малое сопротивление, то есть при нулевом напряжении. Для такой методики представленная схема компенсации 1/f шума может дать хороший результат. Однако, параметры плотности шума могут зависеть от амплитуды входного сигнала. Например, 1/f шум резисторов пропорционален протекающему току, а характер шума выходных каскадов операционных усилителей может зависеть от транзисторов открытого выходного плеча. Кроме того, шум тока входного каскада интегратора на сопротивлении источника сигнала также оказывается некомпенсированным в данной схеме.

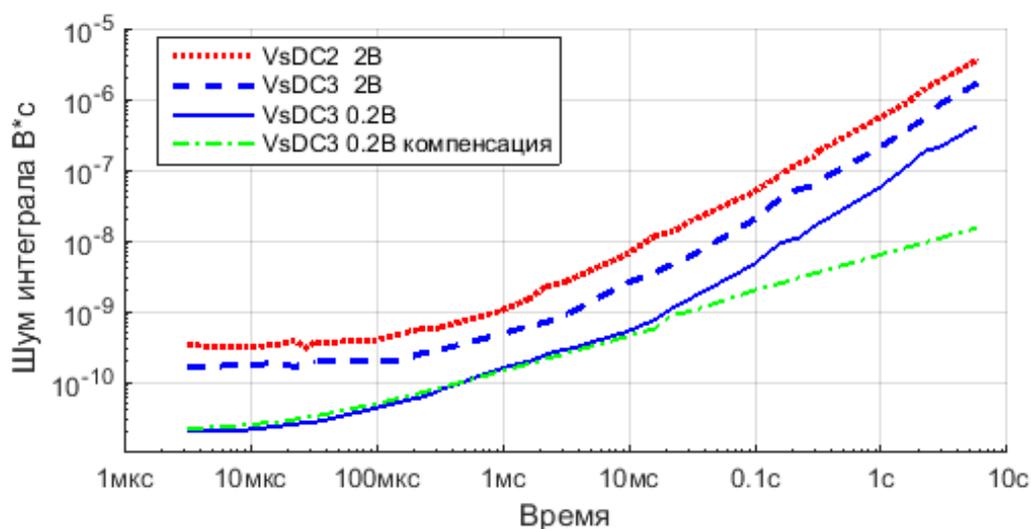


Рис.5.6. Сравнение расчетного шума интеграла с компенсацией с исходными кривыми шума интеграторов VsDC3.

Необходимо учесть и ещё один немаловажный фактор. Столь низкий уровень шума электроники накладывает серьёзные требования к датчикам, сигнальным трассам и цепям предварительной обработки сигнала в системе, где такой прибор с супернизким собственным шумом будет использоваться. Необходимо, чтобы среднее изменение уровня сигнала, под действием разных «вредных» факторов за время измерения (10 с) было менее 3 нВ. К таким факторам можно отнести термо-ЭДС различных контактов, электростатические и магнитные наводки, эффекты пьезо-электричества в диэлектриках сигнальных кабелей при их деформации, механические вибрации индукционных датчиков в магнитном поле и многое другое.

В заключение продемонстрируем предварительные результаты тестирования режима чередования (Рис.5.7).

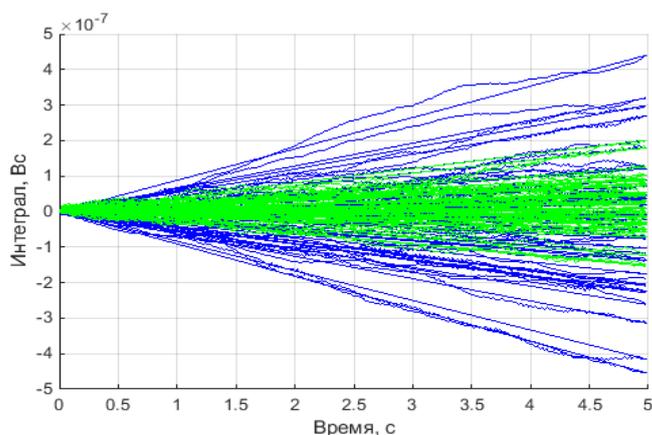


Рис.5.7. Шумовые треки канала, интегрирующего сигнала с вращающейся катушки, с выключенной (синие кривые) и включенной непрерывной калибровкой (зеленые кривые).

Тестирование проведено на стенде измерения мультипольных линз, представленном в разделе 4.4 Главы 4. На графике показаны два ансамбля кривых, каждая кривая – это зависимость интеграла сигнала с индукционных датчиков от времени при нулевом токе линз и без движения. Синий – 30 измерений без компенсации, зеленый – с компенсацией.

Наблюдаемое уменьшение составляет всего 2,5 раза, что существенно ниже ожидаемого. Комбинация указанных выше причин и крайне низкий уровень эффектов затрудняют выявление «системных» причин, однако перспективность методики делает продолжение работы в данном направлении необходимым.

## Заключение

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Проведено строгое теоретическое исследование цифрового метода интегрирования сигналов. Найдены причины и получены соотношения, определяющие методические погрешности цифрового интегрирования.
2. Предложены и исследованы теоретически и экспериментально схемотехнические и структурные решения цифровых интеграторов, определяющие принципиальные характеристики устройств: зависимость величины шума от времени интегрирования, линейность, абсолютную погрешность интегрирования, точность привязки по времени, стабильность нуля и масштаба.
3. Изучены вопросы применимости элементов поверхностного монтажа в прецизионных устройствах и исследованы причины, ограничивающие применение таких элементов.
4. Создан комплекс систем магнитных измерений на основе индукционного метода как для внутренних работ ИЯФ СО РАН, так и для ведущих ускорительных лабораторий мира.
5. В результате теоретического анализа найдены способы минимизации уровня шума при больших временах интегрирования, достигающих десятков секунд.

Разработанные интеграторы применяются в стационарных системах контроля импульсных магнитов на комплексах ВЭПП-2000, ВЭПП-3 и в канале К-500 (ИЯФ), в каналах впуска/выпуска 3 ГэВ бустера в Brookhaven National Laboratory.

Созданные стенды применялись для исследования и серийного производства магнитных элементов канала К-500 и ВЭПП-2000 (ИЯФ), линз, дипольных магнитов и септум-магнитов комплекса NSLS-II (Brookhaven

National Laboratory, США), линз для MAX IV LAB (Швеция), импульсных дипольных магнитов для источника СИ PETRA III (DESY, Германия).

В заключение выражаю огромную признательность научному руководителю А.М.Батракову, за неоценимую помощь при работе над диссертацией. Выражаю искреннюю благодарность ближайшим коллегам: Г.А.Фатькину, И.В.Ильину, П.В.Вагину и Д.С.Шичкову за ценные замечания и плодотворные дискуссии, также В.Р.Козаку, Э.А.Куперу и А.С.Медведко за оказанную поддержку; коллегам из разных лабораторий института: П.Д.Воблomu, А.В.Уткину, А.А.Старостенко, А.С.Цыганову, В.А.Киселеву, Д.Е.Беркаеву, А.Н.Журавлеву, И.Н.Окуневу, А.С.Клименко – за критические замечания и отзывы о работе аппаратуры и систем во время совместной работы над различными задачами магнитных измерений.

Особую благодарность хотел бы выразить Л.Л.Константиновой за большую помощь в подготовке диссертационных документов и текста диссертации.

## Приложение А

### Критерии выбора фильтров с различной формой АЧХ

Сформируем применимые на практике критерии для проектирования аналогового тракта устройства, связав желаемую погрешность цифрового метода интегрирования, частоту дискретизации и параметры фильтра. Для этого рассмотрим в качестве входного сигнала – дельта функцию, как обладающую наибольшей шириной спектра. Тогда, величина относительной ошибки интеграла будет содержать только параметры фильтра и период дискретизации АЦП:

$$\left(\frac{\delta I_T}{I_T}\right)^2 = 2 \sum_{k=1}^{+\infty} \left| K \left( \frac{2\pi k}{T_s} \right) \right|^2. \quad (\text{A.1})$$

На практике при выборе параметров фильтра высокого порядка можно ограничиться оценкой подавления фильтра лишь на частоте выборки АЦП, то есть, только первым слагаемым суммы (A.1). Для демонстрации этого утверждения рассмотрим несколько известных типов фильтров с бесконечно затухающей АЧХ: Бесселя, Баттерворта и фильтра Чебышева I-рода (показатель неравномерности АЧХ выберем равным 3 дБ). В таблице А.1 для каждого типа фильтров приведены по два столбца. Первый столбец демонстрирует зависимость от выбранного порядка N минимально необходимого отношения частоты выборки АЦП  $F_S$  к полосе фильтра  $f_{LP}$ , позволяющее достигнуть заданную методическую погрешность интегрирования. Второй столбец показывает вклад в погрешность от первого слагаемого выражения (A.1) для указанного отношения  $F_S/f_{LP}$ . Представленные данные получены по результатам численного расчета необходимого отношения  $F_S/f_{LP}$  на основе выражения (A.1) для погрешности  $\delta V_S/V_S$  равной  $10^{-6}$ .

Из таблицы видно, что для порядок фильтра  $N=2$  или выше, определяющим в погрешность цифрового метода интегрирования будет вклад первого слагаемого. Таким образом, для достижения заданной точности интеграла можно ограничиться оценкой подавления фильтра на частоте дискретизации  $F_s$ , подбирая его порядок и частоту среза.

Таблица 2.1 Оценка параметров ФНЧ разного типа для достижения методической погрешности на относительном уровне  $10^{-6}$ .

N	Фильтр Бесселя		Баттерворта		Чебышева 1 рода	
	$F_s/f_{LP}$	$\sqrt{2 K(2\pi F_s) ^2}$	$F_s/f_{LP}$	$\sqrt{2 K(2\pi F_s) ^2}$	$F_s/f_{LP}$	$\sqrt{2 K(2\pi F_s) ^2}$
1	$3,6 \cdot 10^6$	$0,780 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^6$	$0,780 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^6$	$0,780 \cdot 10^{-6}$
2	$2,4 \cdot 10^3$	$0,961 \cdot 10^{-6}$	$1,2 \cdot 10^3$	$0,962 \cdot 10^{-6}$	$8,6 \cdot 10^2$	$0,962 \cdot 10^{-6}$
3	230	$0,991 \cdot 10^{-6}$	110	$0,993 \cdot 10^{-6}$	70	$0,992 \cdot 10^{-6}$
4	70	$0,998 \cdot 10^{-6}$	35	$0,998 \cdot 10^{-6}$	20	$0,998 \cdot 10^{-6}$

## Приложение Б

### Расчет передаточной функции интегратора

Из теории линейных электрических цепей следует, что передаточная функция  $K(f)$  линейной электрической цепи с постоянными параметрами может быть получена путем преобразования Фурье от импульсной характеристики  $g(t)$  этой системы:

$$K(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) e^{-i2\pi ft} dt .$$

В свою очередь, импульсная характеристика представляет собой реакцию системы на входное воздействие, представляющее собой дельта-функцию  $\delta(t)$ . Поскольку интеграл от дельта-функции равен 1, то импульсная характеристика системы, выполняющей интегрирование в интервале от 0 до  $T$  имеет вид, представленный на Рис.Б.1.

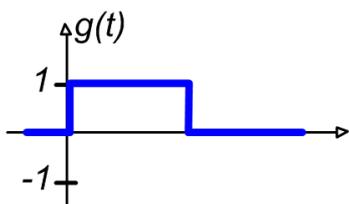


Рис.Б.1. Импульсная характеристика интегратора в интервале 0- $T$ .

Значение импульсной функции равно 1 в интервале от 0 до  $T$ . За пределами интервала интегрирования дельта-функция не оказывает влияния на выход интегратора и импульсная характеристика равна нулю. Вычислим передаточную характеристику интегратора:

$$K_T(f) = \int_0^T e^{-i2\pi ft} dt = \frac{e^{-i2\pi fT} - 1}{-i2\pi f} = e^{-i\pi fT} \frac{\sin(\pi fT)}{\pi f} .$$

Выражение для квадрата модуля передаточной функции интегратора без калибровки записывается так:

$$|K_T(f)|^2 = \frac{\sin^2(\pi fT)}{(\pi f)^2} . \quad (\text{Б.1})$$

Теперь вычислим передаточную функцию интегратора с калибровкой, необходимую для дальнейшего рассмотрения шума интегралов, проводимого в Главе 5. В таком интеграторе, в течении времени от 0 до T выполняется интегрирование собственного нуля, в который входит постоянное смещение и шум аналогового тракта, а далее следует интегрирование входного сигнала (включая шум и смещение нуля тракта) в интервале от T до 2T. Интеграл «нуля» вычитается из интеграла «сигнала». Понятно, что шум аналогового тракта оказывает влияние на выход интегратора как в интервале интегрирования, так и в интервале калибровки, поэтому импульсная характеристика при такой схеме измерения интеграла выглядит так, как на Рис.Б.2.

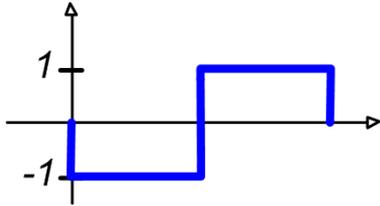


Рис.Б.2. Импульсная характеристика интегратора с калибровкой.

В интервале калибровки значение импульсной характеристики равно -1, поскольку интеграл «нуля» вычитается из результата, а в интервале интегрирования – равен 1. Интеграл Фурье, для такой импульсной характеристики разбивается на два слагаемых:

$$\begin{aligned} K_T^{Cal}(f) &= \int_T^{2T} e^{-i2\pi ft} dt - \int_0^T e^{-i2\pi ft} dt = \frac{e^{-i2\pi fT} (e^{-i2\pi fT} - 1) - (e^{-i2\pi fT} - 1)}{-i2\pi f} = \\ &= \frac{-i2 (e^{-i2\pi fT} - 1) (e^{-i2\pi fT} - 1)}{\pi f (-i2) (-i2)} = -2ie^{-i2\pi fT} \frac{\sin^2(\pi fT)}{\pi f}. \end{aligned}$$

Тогда квадрат модуля передаточной функции интегратора с калибровкой будет представлен следующим образом:

$$\left| K_T^{Cal}(f) \right|^2 = 4T^2 \frac{\sin^4(\pi fT)}{(\pi fT)^2}. \quad (\text{Б.2})$$

Импульсная характеристика интегратора с чередованием интегрирования и калибровки (интегрирование собственного «нуля») представлена на Рис.Б3.

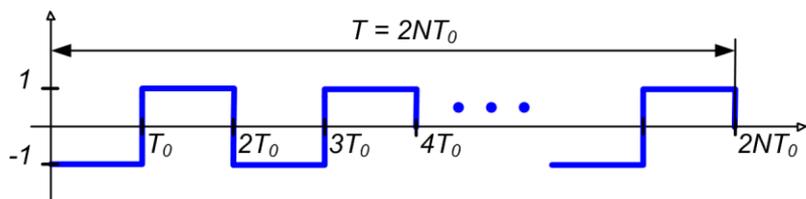


Рис.Б.2. Импульсная характеристика интегратора с чередованием.

В такой схеме измерения интервал интегрирования  $0-T$  разбит на  $2N$  участков длительностью  $T_0$ , состоящих из следующих один за другим

интервалов калибровки и интегрирования входного сигнала. Импульсная характеристика в интервалах калибровки равна  $-1$ , а в интервалах интегрирования  $+1$ . Интеграл Фурье для передаточной функции будет содержать  $N$  слагаемых, сделав замену переменных  $t = \xi + 2kT_0$  и учтя выражение (Б.2), получим:

$$\begin{aligned} K_T^N(f) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left( \int_{T_0+2kT_0}^{2T_0+2kT_0} e^{-i2\pi ft} dt - \int_{2kT_0}^{T_0+2kT_0} e^{-i2\pi ft} dt \right) = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left( e^{-i4\pi kT_0} \left( \int_{T_0}^{2T_0} e^{-i2\pi f\xi} d\xi - \int_0^{T_0} e^{-i2\pi f\xi} d\xi \right) \right) = \\ &= \left( -2ie^{-i2\pi fT} \frac{\sin^2(\pi fT)}{\pi f} \right) \left( \sum_{k=0}^{N-1} e^{-i4\pi kT_0} \right). \end{aligned}$$

Теперь воспользуемся формулой суммирования геометрической прогрессии:

$$\begin{aligned} K_T^{2N}(f) &= \left( -2ie^{-i2\pi fT} \frac{\sin^2(\pi fT_0)}{\pi f} \right) \left( \frac{1 - e^{-i4\pi NfT_0}}{1 - e^{-i4\pi fT_0}} \right) = \\ &= \left( -2ie^{-i2\pi fT} \frac{\sin^2(\pi fT_0)}{\pi f} \right) \left( e^{-i2\pi(N-1)fT_0} \frac{\sin(2\pi NT_0)}{\sin(2\pi T_0)} \right). \end{aligned}$$

Окончательно, для квадрата модуля передаточной функции получаем:

$$\left| K_T^{2N}(f) \right|^2 = 4T_0 \frac{\sin^4(\pi fT_0) \sin^2(2\pi NT_0)}{(\pi fT_0)^2 \sin^2(2\pi T_0)}. \quad (\text{Б.3})$$

## Литература

1. L.Bottura, K.Henrichsen. Field measurements, CERN-2004-008, p.118–148, 2004.
2. P.Keller. Update on metrolab's new developments. IMMW18, Upton, NY, USA, June 3-7, 2013.
3. P.Arpaia, B.Celano, et.al. Preliminary metrology characterization of the Fast Digital Integrator FDIv.5. IMMW18, Upton, NY, USA, June 3-7, 2013.
4. E.Feldmeier, T.Haberer. Development of a high precision integrator for analog signals to measure magnetic fields in real-time. Proceedings of IPAC2013, Shanghai, China, MOPWA001, p.661-663, 2013.
5. Каргальцев В.В., Купер В.А. Блок для измерения импульсных параметров БИИП-4. Новосибирск, 1982. 15с. (Препр. /ИЯФ СО АН СССР; 82-48).
6. Батраков А.М., Вагин П.В., и др. Аппаратура для прецизионного измерения постоянных магнитных полей с помощью перемещаемых катушек. Новосибирск, 2008. 33с. (Препр. /ИЯФ СО РАН; 2008-26).
7. Precision Digital Integrator PDI5025 // Metrolab. 2000. URL: [http://www.metrolab.ch/uploads/Document/WEB\\_CHEMIN\\_118\\_1158928352.pdf](http://www.metrolab.ch/uploads/Document/WEB_CHEMIN_118_1158928352.pdf)
8. Fast Digital Integrator FDI2056 // Metrolab. URL: <http://www.metrolab.ch/index.php?d=24>
9. Батраков А.М., Ильин И.В., Павленко А.В. Прецизионные цифровые интеграторы с точной синхронизацией. Автометрия, 2015, том 51, №1 с.62-69.
10. Батраков А.М. Аналого-цифровая аппаратура автоматизированных систем контроля и управления экспериментальными физическими установками. [Текст]: дис... д-ра. техн. наук: 01.04.20: защита 28.12.2011 / Новосибирск, 2011 - 231с.

11. S.Gurov, A.Erokhin, et.al. Status of NSLS-II booster. Proceedings of IPAC2013, Shanghai, China, MOPEA053, p.196-198, 2013.
12. D.E.Berkaev, V.V.Druzhinin, et.al. Beams injection system for e+ e - collider VEPP-2000. Proceedings of EPAC 2006, Edinburgh, Scotland, MOPLS037, p.622-624, 2006.
13. A.V.Akimov, P.A.Bak, et.al. Status of injection complex VEPP-5: machine commissioning and first experience of positron storage. Proceedings of IPAC2014, Dresden, Germany, MOPME073, p.538-540, 2014.
14. M.Buzio. Fabrication and calibration of search coils. CERN-2010-004, pp. 387-421, 2012.
15. M.I.Green. Search coils, CERN 98-05, p.143-172, 1997.
16. J.DiMarco, G.Chlachidze, et.al. Application of PCB and FDM Technologies to Magnetic Measurement Probe System Development, FERMILAB-CONF-12-570-TD, 2LPA-04, 5p, 2012.
17. A.Zhuravlev, A.Batrakov, A.Pavlenko, et.al. Pulsed magnets for injection and extraction sections of NSLS-II 3 GeV booster. Proceedings of IPAC2013, Shanghai, China, THPME033, p.3582-3584, 2013.
18. D.Cornuet, et.al. Magnetic measurement system for the dipoles of the Italian Therapy Centre, IMMW14, Geneva, Switzerland, September 26-29, 2005.
19. Th. Zickler, et.al. Magnet design, manufacturing and measurements at MedAustron, IMMW17, Catalonia, Spain, September 18-23, 2011.
20. M.Buzio, R.Chritin. Recent advances in pulsed-mode measurements at CERN. IMMW18, Upton, NY, USA, June 3-7, 2013.
21. I.Okunev, V.Kobets, A.Pavlenko, et.al. Ramped magnetic measurement of NSLS-II Booster dipoles, Proceedings of IPAC2013, Shanghai, China, THPME031, p.3576-3578, 2013.
22. L.Walckiers. Magnetic measurement with coils and wires. CERN-2010-004, pp. 357-386.

23. A.Batrakov, et.al. Rotating coil system for measurement and adjustment of parameters of multipole magnets. Digest reports of the XVI International Synchrotron Radiation Conference, SR-2006, Jul. 10-14, 2006, Novosibirsk, p.18.
24. P.Budz, A.Batrakov, S.Belokrinitiskiyy. Multipole magnets for the Metrology Light Source (PTB, Berlin). Proceedings of RuPAC'2006, Novosibirsk, Russia, 2006, pp295-297.
25. A.K.Jain, Harmonic Coils, CERN Report 98-05, pp. 175-217, 1997.
26. P.J.Bryant, Basic theory of magnetic measurements, CERN Report 92-05, p.52-69, 1992.
27. L.Walckiers. The harmonic-coil method, CERN Report 92-05, p.399-436, 1992.
28. Е.И.Антохин, А.М.Батраков, и др. Измерительная система 1 и 2 интегралов магнитных полей. Новосибирск, 2002. 19с. (Препр. /ИЯФ СО РАН; 2002-46).
29. G.Le Bec, J.Chavanne, C.Penel; Stretched-wire measurements of multipole magnets at the ESRF; IMMW17, Catalonia, Spain, September 18-23, 2011.
30. M. Tischer, A. Batrakov, I.Ilyin, et.al. Damping wigglers at the PETRA III Light Source; Proceedings of EPAC08, Genoa, Italy, WEPC132, 2008.
31. Z.Wolf, Y.Levashov, et.al. LCLS undulator tuning and fiducialization, IMMW15, Batavia. IL, USA, August 21-24, 2007.
32. A. Batrakov, V. Sazansky, D. Shichkov, P. Vagin, Hardware and software for magnetic measurements with movable coils; Proceedings of RuPAC 2006, Novosibirsk, Russia, pp 220-222.
33. G. Spiezia. A fast digital integrator for magnetic measurements. PhD research. Anno accademico, 2008. 156p.
34. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. 751с.

35. Котельников В.А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи. // Всесоюзный энергетический комитет. Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности, 1933г.
36. Гоноровский И.С. Основы радиотехники. // Из-во литературы по вопросам связи и радио. М.: 1957г.
37. Денисенко В. Повышение точности путем многократных измерений, часть 2, СТА 1/10, с.98-102, 2010.
38. Батраков А.М., Вагин П.В., Павленко А.В. и др. Прецизионные многофункциональные интеграторы VsDC2 и VsDC3, Новосибирск, 2012. 24с. (Препр. /ИЯФ СО РАН; 2012-031).
39. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7763.pdf>
40. Thermal Management in Surface-Mounted Resistor Applications; Vishay Application Note <http://www.vishay.com/docs/28844/tmismra.pdf>
41. Марше. Ж., Операционные усилители и их применение, Пер. с франц., Л. «Энергия», 1974, 211с.
42. P.Wagin, M.Tischer. Magnetic measurement developments for undulators. Proceedings of IPAC2014, Dresden, Germany, WEPRO034, p.2016-2018, 2014.
43. Козак В.Р., Купер Э.А. Многофункциональные устройства для систем автоматизации ускорительных установок, Автометрия, 2015, том 51, №1 с.12-21.
44. [http://www.kontron.de/downloads/datasheet/ds\\_cp6000.pdf](http://www.kontron.de/downloads/datasheet/ds_cp6000.pdf)
45. A. Pavlenko, A. Batrakov, I.Ilyin. Electronics for precise measurements of accelerator pulsed magnets, Proceedings of IPAC2013, Shanghai, China, THPEA033, p.3216-3218, 2013.
46. V.E.Blinov, et.al. The status of VEPP-4. Physics and technique of accelerators, Vol 11, No.5, p620-631, 2014.

47. V.E.Blinov, et.al. Study of the possibility of increasing the accuracy of CPT Invariance. Test at electron-positron storage rings, ICFA Beam Dynamics Newsletter, V48, p.207-217, 2009.
48. V.E.Blinov, et.al. The status of VEPP-4. Physics and technique of accelerators, Vol.11, No.5, p620-631, 2014.
49. A.Batrakov, A.Pavlenko, et.al. Method of broadband stabilization of the VEPP-4 main field, Proceedings of RuPAC2014, Obninsk, Kaluga Region, Russia, TUPSA29, p.100-102, 2014.
50. П.Н. Бурдин, Т.А. Девятайкина, и др. Улучшение качества поля квадрупольных линз при серийном производстве // Вестник НГУ. Серия: Физика. – 2012. – Т. 7. – Вып. 3. – с.34-43.
51. A.Jain. Precision Alignment of Multipoles on a Girder for NSLS-II. IMM17, Barcelona, Spain, September 18-23, 2011.
52. J.Skaritka, J.Bengtsson, et.al. The design and construction of NSLS-II magnets, Proceedings of PAC09, Vancouver, BC, Canada, MO6PFP008, p.145-147, 2009.
53. A.Batrakov, A.Pavlenko, et.al. Multimode digital integrators for precise magnetic measurements, RuPAC'2012, Saint-Petersburg, Russia, Sept. 24 - 28, 2012, p.617-619.
54. А.М. Батраков, П.В. Вагин, и др. Программное обеспечение систем измерения магнитных полей с помощью перемещаемых катушек. Новосибирск, 2008. 23с. (Препр. /ИЯФ СО РАН; 2008-034).
55. A.Tsuganov, A.Batrakov, et.al. Stand for precise measurements of magnetic lenses field quality, RuPAC'2012, Saint-Petersburg, Russia, Sept. 24 - 28, 2012, p.495-497.
56. А.М. Батраков, П.Д. Воблый, и др. Мультипольные электромагниты для бустера BNL (США) и линака MAX IV LAB (Швеция). // Вестник РАН. Сер.: физика. - 2015. – Т.79, N1. – с.44-48.