

Федеральное агентство научных организаций

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ
НАУЧНАЯ СТАНЦИЯ РАН в г. БИШКЕКЕ

УДК 550.380.83 / 621.317.328

№ госрегистрации 0155-2014-0004

Инв. № 04/15

УТВЕРЖДАЮ

Директор НС РАН в г. Бишкеке

д-р физ.-мат. наук

А.К. Рыбин
_____ А.К. Рыбин
"17" декабря 2015 г.



ОТЧЕТ

О НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ РАБОТЕ

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ И ОСНОВ ТЕХНОЛОГИЙ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОНИТОРИНГА ГЕОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В
СЕЙСМОАКТИВНЫХ ЗОНАХ И ОЦЕНКИ ИХ ОПАСНОСТЕЙ

(годовой 2015 г.)

Раздел 8 «Науки о Земле»:

Подраздел 80 «Научные основы разработки методов, технологий и средств исследования поверхности и недр Земли, атмосферы, включая ионосферу и магнитосферу Земли, гидросферы и криосферы; численное моделирование и геоинформатика: инфраструктура пространственных данных и ГИС-технологии»

Руководитель темы
заведующий ЛКИ НС РАН
канд. физ.-мат. наук

В.Д. Брагин

Бишкек 2015

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

Исполнители:

Зав. лабораторией перспективных
аппаратурных разработок (ЛПАР)



П.В. Ильичев

подпись, дата

Вед. инж.-констр. ЛПАР



В.В. Бобровский

подпись, дата

Мл. науч. сотр. ЛПАР



О.А. Лашин

подпись, дата

Инж.-исслед. ЛПАР



Е.Ю. Копылов

подпись, дата

РЕФЕРАТ

Отчет содержит 144 страницы, 70 рисунков, 1 приложение и список использованных источников, включающий 3 наименования.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ И ОСНОВ ТЕХНОЛОГИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОНИТОРИНГА ГЕОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В СЕЙСМОАКТИВНЫХ ЗОНАХ И ОЦЕНКИ ИХ ОПАСНОСТЕЙ.

Перечень ключевых слов: активный электромагнитный мониторинг земной коры, электроразведочный измерительный комплекс, генератор зондирующих сигналов, индукционный датчик сигналов, индукционная рамка, шумоподобные сигналы, корреляционная обработка сигналов.

Объектом исследования (разработки) является система геофизического мониторинга развития напряженно-деформационных процессов в земной коре сейсмоактивных зон, состоящая из сети измерительных станций, обеспечивающих регистрацию и предварительную обработку сигналов отклика земной коры на внешнее электромагнитное воздействие.

Цель работы - создание современной системы активного электромагнитного мониторинга напряженно-деформационных процессов в земной коре в диапазоне глубин от 1 до 30 км на базе существующего в Научной станции РАН прототипа такой системы, проведение научно-исследовательских и последующих опытно-конструкторских работ с тиражированием новых систем с целью оснащения ими геодинамических полигонов в сейсмоактивных регионах на территории России и других стран.

Метод и методология проведения работы. В 2015 году в рамках проводимой с 2010 года НИР были продолжены работы по разработке нового аппаратно-программного измерительного комплекса для проведения электромагнитных зондирований земной коры методами ЗС (ЗСБ) с применением шумоподобных сигналов. Основные направления работ в отчетный период:

1. продолжение лабораторных и полевых экспериментов с изготовленным в 2012-2013 гг. макетным образцом электроразведочного измерительного комплекса с применением шумоподобных сигналов (ЭРК ШПС) для электромагнитных зондирований земной коры методом ЗС (ЗСБ);
2. обработка зарегистрированных в экспериментах сигналов и анализ получаемых при этом результатов;

3. доработка математической модели измерительного комплекса и на усовершенствованных математических моделях проведение дальнейших работ по определению причин появления “структурных” помех;

4. доработка (усовершенствование) схем и конструкции отдельных устройств и блоков макетного образца ЭРК ШПС по получаемым в процессе проведения лабораторных и полевых экспериментов результатам.

Основной целью работ, проводимых в 2015 году, было определение причин (источников) так называемых “структурных” помех, обнаруженных в 2014 году и появляющихся в процессе корреляционной обработки зарегистрированных в лабораторных и полевых экспериментах с измерительным комплексом ЭРК ШПС сигналов. В процессе выявления источников “структурных” помех решалась задача по определению способов устранения их или по крайней мере снижения уровня этих помех до приемлемых величин, при которых обеспечивается более высокая эффективность работы измерительного комплекса ЭРК ШПС в режиме с шумоподобными сигналами по сравнению с типовым режимом зондирования детерминированными импульсными последовательностями.

Для обоснования результатов, получаемых в процессе проведения лабораторных и полевых экспериментов с ЭРК ШПС и, для лучшего понимания причин появления “структурных” помех, проводилось дополнительное исследование с помощью усовершенствованных математических моделей работы измерительного комплекса, учитывающих реальные характеристики узлов и блоков комплекса, таких как нелинейность коэффициентов передачи (преобразования) аналоговых и аналого-цифровых узлов аппаратуры, динамических и других видов погрешностей.

Методика и программы проведения лабораторных, полевых и теоретических (математических) экспериментов разрабатывались в процессе их выполнения и корректировались по результатам, получаемым на каждом шаге, при этом главной целью выполняемых работ оставалась задача определения источников “структурных” помех.

СОДЕРЖАНИЕ

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ.....	7
ВЕДЕНИЕ.....	8
1 Проведение лабораторных экспериментов с макетным образцом электроразведочного измерительного комплекса ЭРК ШПС.....	11
1.1 Исследование динамической погрешности работы АЦП, как причины появления “структурных” помех	11
1.2 Исследование нелинейности измерительного тракта как причины появления “структурных” помех	17
2 Исследование предполагаемых источников “структурных” помех на усовершенствованной математической модели ЭРК ШПС.....	21
2.1 Разработка усовершенствованной математической модели сигналов отклика исследуемой среды	23
2.2 Исследование на математических моделях динамической погрешности АЦП в качестве причины появления “структурных” помех	26
2.3 Исследование на математических моделях нелинейностей измерительного тракта как причины появления “структурных” помех	35
2.4 Моделирование пролезающих цифровых сигналов, как источника появления “структурных” помех.....	53
3 Разработка и изготовление широкополосного термостабильного индукционного датчика сигналов ИД №5 для ЭРК ШПС	61
3.1 Разработка и изготовление эталонировочной катушки.....	62
3.2 Разработка измерительной катушки для индукционного датчика.....	66
3.3 Разработка индукционного датчика ИД№5.....	74
3.4 Повышение температурной стабильности параметров индукционного датчика.....	84
4 Проведение полевых экспериментов с макетным образцом ЭРК ШПС	92
4.1 Градуировка регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС с новым датчиком сигналов ИД №5.....	93

4.2	Методика и результаты полевых экспериментов по регистрации сигналов становления поля с измерительным комплексом ЭРК ШПС и новыми датчиками сигналов ИД №5 и ИД №5 М.....	101
5.	Доработка схем и конструкции макетного образца ЭРК ШПС по результатам лабораторных и полевых экспериментов	111
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	118
	СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	120
	ПРИЛОЖЕНИЕ А “Блок управления и регистрации сигналов (модернизация)”, Альбом схем НС РАН 010.001.000 АС	121

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

В настоящем отчете приняты следующие сокращения и аббревиатуры:

АЦП - аналого-цифровой преобразователь;

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;

БУФС – блок усиления и фильтрации сигналов;

БУРС – блок управления и регистрации сигналов;

ВКФ – взаимная корреляционная функция;

ГЗС – генератор зондирующих сигналов;

ЗСБ - зондирование становлением поля в ближней зоне;

ИДС – индукционный датчик сигналов;

ИР – индукционная рамка;

ИПХ – импульсная переходная характеристика;

ИС – имитатор сигналов;

ШПС - шумоподобный сигнал;

ЭРК ШПС – электроразведочный комплекс с шумоподобными зондирующими сигналами.

ВВЕДЕНИЕ

В отчете приведены результаты работ, выполненных в 2015 году по теме “Разработка аппаратно-программных средств и основ технологий электромагнитного мониторинга геодинамических процессов в сейсмоактивных зонах и оценки их опасностей”.

Работа проводится в рамках Программы фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2013-2020 годы, раздел VIII подпункт 80: “Научные основы разработки методов, технологий и средств исследования поверхности и недр Земли, атмосферы, включая ионосферу и магнитосферу Земли, гидросферы и криосферы; численное моделирование и геоинформатика: инфраструктура пространственных данных и ГИС-технологии”.

Цель разработки - создание современного, аппаратно-программного измерительного комплекса для электромагнитных зондирований земной коры по методу зондирования становлением поля в ближней зоне (ЗСБ) с применением шумоподобных сигналов.

Работа по теме, отличающаяся большой сложностью и объемом, была начата в 2010 году и проводилась в несколько этапов.

В 2010 – 2011 гг. был проведен патентно-информационный поиск существующих аналогов и прототипов создаваемой аппаратуры, который показал, что выполняемая разработка отличается высокой степенью новизны. На тот момент времени не было найдено близких по существу практических реализаций измерительной аппаратуры для проведения геоэлектроразведочных работ с применением шумоподобных сигналов. Были определены основные технические характеристики измерительного комплекса и проведено сравнительное математическое моделирование двух режимов работы аппаратуры: зондирование типовыми детерминированными периодическими последовательностями импульсов (режим ПП) и зондирование шумоподобными сигналами (режим ШПС). На простых математических моделях было показано, что при использовании в измерительном комплексе в качестве зондирующих импульсных последовательностей специальных шумоподобных сигналов в виде периодически повторяющихся биполярных M-последовательностей токовых импульсов возможно получение многократного выигрыша в соотношении сигнал/(шумы+помехи) по сравнению с традиционными способами зондирования земной коры периодическими детерминированными импульсными последовательностями.

В 2012-2013 гг. был разработан и изготовлен макетный образец электроразведочного измерительного комплекса с применением шумоподобных сигналов (ЭРК ШПС), предназначенный для проведения экспериментальных работ в лабораторных и полевых

условиях, целью которых была отработка принятых схмотехнических решений и программных алгоритмов получения и обработки регистрационных данных.

В 2014 году проведены первые лабораторные и полевые эксперименты на изготовленном макетном образце измерительного комплекса. В процессе проведения экспериментальных работ были выявлены так называемые “структурные” помехи, появляющиеся после корреляционной обработки шумоподобных сигналов и представляющие собой импульсы различной амплитуды экспоненциальной формы и длительностью, равной длительности минимального импульса в М-последовательности, используемой для формирования шумоподобных зондирующих сигналов. Отличительной особенностью этих помех является то, что их амплитуда не зависит от числа накоплений, периодически повторяемых взаимно корреляционных функций (ВКФ), получаемых в результате корреляционной обработки зарегистрированных сигналов. Природа этих помех связана со структурой регистрируемых сигналов, отсюда их название. Наличие “структурных” помех снижает соотношение сигнал/шум на выходе измерительной системы, особенно на больших временах становления поля, где уровень полезного сигнала становится очень низким. Это обстоятельство может свести к минимуму преимущества использования ШПС в геоэлектроразведочной аппаратуре. Поэтому, задача выявления причин, приводящих к появлению структурных помех и нахождения способа их устранения или, по крайней мере, снижения их уровня до приемлемых значений, становится первостепенной.

Одной из первых предположительных причин появления “структурных” помех было наличие в регистрируемых сигналах “пролезающих” через паразитные РС-цепи сигналов от цифровых узлов измерительного комплекса, в частности, от узлов, формирующих управляющие сигналы для работы генератора зондирующих сигналов (ГЗС). Было проведено упрощенное математическое моделирование таких “пролезающих” помех. При этом было показано, что “структурные” помехи появляются только при асимметричном наложении “пролезающих” помех на сигналы отклика исследуемого объекта (земной коры), то есть для положительных и отрицательных значений отклика устанавливались разные коэффициенты суммирования “пролезающих” помех. Физически объяснить наличие в цепях “пролезания” помех аналоговых переключателей, изменяющих коэффициент передачи цепи для разных полярностей сигналов, практически невозможно. Это обстоятельство наводит на мысль, что причиной асимметричного “пролезания” в измерительный канал помех от цифровых схем может быть нелинейность цепей, через которые они проникают. Кроме того, возникает предположение о том, что появление “структурных” помех может быть вызвано наличием вообще всякой нелинейности в измерительном тракте. Дальнейший поиск и анализ причин

появления “структурных” помех с использованием как средств математического, так и физического моделирования проводился уже в 2015 году.

Кроме работ по математическому моделированию в 2014 году были продолжены работы по совершенствованию аппаратной части измерительного комплекса: разработаны и изготовлены два новых датчика сигналов (активная индукционная рамка с апериодической переходной характеристикой и индукционный датчик сигналов ИДС-№4 с большой постоянной интегрирования). Проводились также полевые эксперименты по регистрации сигналов становления поля в трех точках на местности с использованием изготовленных новых датчиков в двух режимах работы измерительного комплекса: режим ПП (зондирование детерминированными импульсными последовательностями), режим ШПС (зондирование шумоподобными сигналами).

В 2015 году работы по теме продолжились. Основными целями выполняемых работ были выявление источников (причин) возникновения “структурных” помех и разработка методов их устранения или, по крайней мере, значительного уменьшения их уровня. Выполнялись ниже перечисленные исследования, эксперименты и разработки:

1. исследование с помощью имитатора сигналов влияния динамической погрешности АЦП и нелинейности измерительного тракта на характер и величину “структурных” помех, наблюдаемых после корреляционной обработки сигналов;
2. разработка и изготовление нового индукционного датчика сигналов ИДС-№5 с повышенной температурной стабильностью характеристик преобразования;
3. продолжение полевых экспериментов на ЭРК ШПС по регистрации сигналов становления поля с использованием нового индукционного датчика и индукционной рамки с апериодической импульсной переходной характеристикой;
4. доработка математической модели измерительного комплекса и исследование возможных причин появления “структурных” помех;
5. разработка электрических схем и чертежей конструкции усовершенствованного блока управления и регистрации сигналов для ЭРК ШПС.

1 Проведение лабораторных экспериментов с макетным образцом электроразведочного измерительного комплекса ЭРК ШПС

В 2015 году были продолжены лабораторные эксперименты на измерительном комплексе ЭРК ШПС с применением имитатора сигналов. Проведение этих экспериментов было направлено на дальнейший поиск источников “структурных” помех, появляющихся после корреляционной обработки зарегистрированных сигналов. Ранее на математических моделях было показано, что одной из причин появления “структурных” помех может быть несимметричное “пролезание” сигналов от цифровых схем измерительного канала в аналоговую часть схемы. При этом было отмечено, что такую помеху трудно реализовать физически. На самом деле необходимо рассматривать цифровые сигналы не как прямоугольные импульсы с бесконечно малыми по длительности фронтам нарастания и спадом, а как импульсы трапецеидальной формы, имеющие разные по длительности фронт и спад, что наиболее соответствует действительности. В этом случае любая паразитная дифференцирующая RC – цепь, через которую цифровые сигналы могут проникать в измерительный тракт, на выходе своем даст отклик разной амплитуды на фронте и спаде импульса и это, как было ранее показано, может стать причиной появления “структурных” помех. Поэтому нельзя сбрасывать со счетов выявленную ранее причину появления “структурных” помех от пролезающих в измерительный тракт сигналов от цифровых схем и генератора зондирующих сигналов.

В 2015 году на физических моделях сигналов, генерируемых имитатором, проверялись две другие возможные причины появления “структурных” помех: 1) динамическая погрешность, возникающая при работе аналого-цифрового преобразователя (АЦП), 2) нелинейность характеристик передачи и преобразования сигналов в измерительной системе, включая генераторную установку, исследуемую среду и приемный измерительный тракт.

1.1 Исследование динамической погрешности работы АЦП, как причины появления “структурных” помех

Гипотеза о динамической погрешности АЦП, как возможной причине появления “структурных помех”, возникла в связи с тем, что любой АЦП, как правило, в своем составе имеет устройство выборки и хранения (УВХ), обеспечивающее запоминание уровня входного сигнала и сохранение его неизменным в течение интервала времени, необходимого для преобразования его в цифровую форму. При этом запоминание входного сигнала осуществляется с погрешностью, величина которой зависит от скорости изменения сигнала в момент его выборки. Чем больше скорость изменения сигнала, тем больше погрешность запомненного отсчета.

На рисунке 1.1 показаны функциональная схема и временная диаграмма работы УВХ,

встроенного в микросхему AD676, используемую в измерительном комплексе ЭРК ШПС в качестве аналого-цифрового преобразователя. Схема и временная диаграмма работы УВХ получены в результате анализа описания работы микросхемы АЦП, предоставляемого фирмой Analog Devices - изготовителем данной микросхемы. Запоминание напряжения входного сигнала происходит на конденсаторе емкостью $C1 \approx 50$ пФ в течение времени выборки $\tau_s \approx 2$ мкс (фиксировано и определено схемой управления работой АЦП). Время выборки разбивается на два интервала $\tau_s = \tau_{s1} + \tau_{s2}$; $\tau_{s1} \approx 0,2 \div 0,4$ мкс; $\tau_{s2} \approx 1,6 \div 1,8$ мкс.

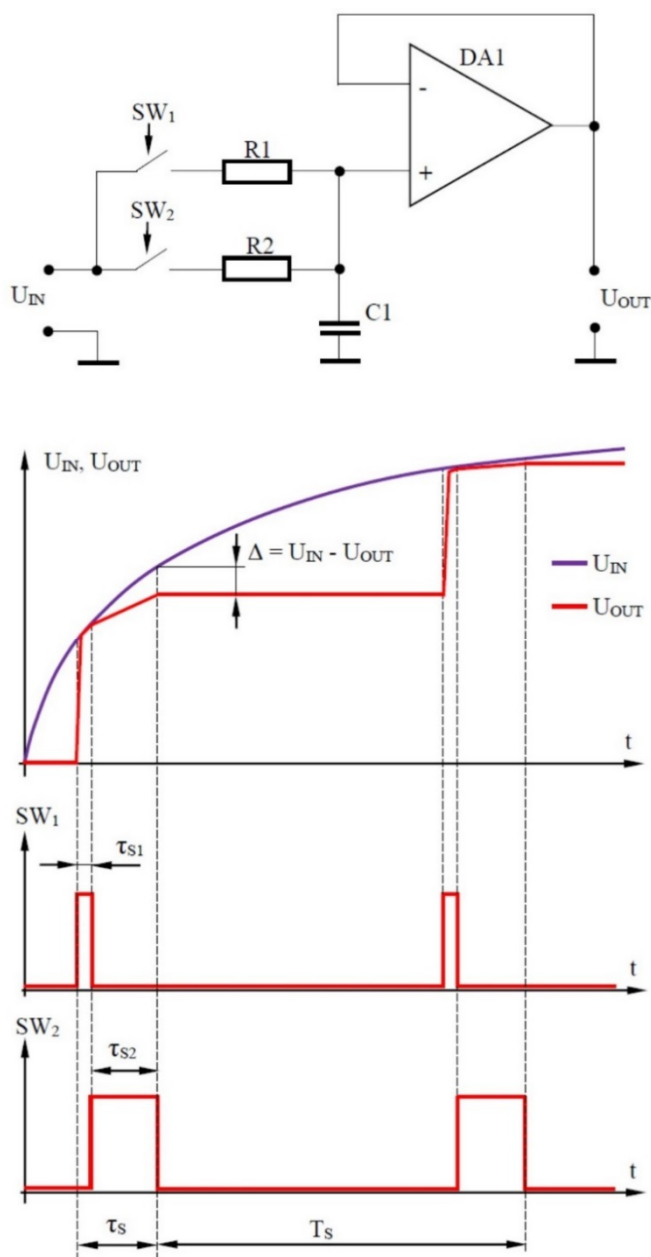


Рисунок 1.1 – Функциональная схема и временная диаграмма работы УВХ:

τ_s – длительность выборки; T_s – период повторения импульсов выборки; SW_1, SW_2 – управляющие сигналы, Δ – погрешность выборки

Далее, конденсатор $C1$ в течение τ_{S1} подключается с помощью электронного ключа SW_1 , обладающего сопротивлением $R1 \approx 300 \div 1000$ Ом в замкнутом состоянии, к источнику входного сигнала. Напряжение на конденсаторе стремится достичь уровня входного сигнала. Скорость и точность отслеживания напряжением на конденсаторе изменений входного сигнала определяется постоянной времени RC-цепи $\tau_1 = R1 \cdot C1 = (300 \div 1000) \cdot 50 \cdot 10^{-12} = (15 \div 50) \cdot 10^{-9}$ сек = $(15 \div 50)$ нс.

Величина отношения $\tau_{S1} / \tau_1 = (0,2 \div 0,4) 10^{-6} / (15 \div 50) \cdot 10^{-9} = 4 \div 26,7$ получаемая при этом, свидетельствует о том, что погрешность отслеживания входного сигнала к концу временного интервала τ_{S1} не превысит значения $e^{-\frac{\tau_{S1}}{\tau_1}} = e^{-4} \approx 0,02$ от максимально возможной величины изменения сигнала, которая может достигать значения $2^{N-1} = 2^{15} = 32768$ единиц АЦП, соответствующего половине шкалы используемого 16 – ти разрядного АЦП. В этом случае можно считать, что поступающий на вход АЦП сигнал отслеживается напряжением на конденсаторе УВХ с точностью, составляющей по абсолютной величине $32768 \cdot 0,02 \approx 655$ ед. АЦП, что является явно недостаточным для обеспечения высокой точности преобразования аналогового сигнала в цифровой. Следует также заметить, что величина погрешности отслеживания может значительно превысить указанную выше величину, если в течение τ_{S1} сигнал будет резко изменяться с высокой скоростью, особенно к концу временного интервала τ_{S1} . Такая ситуация мало вероятна т. к. спектр поступающих на вход АЦП сигналов ограничивается с помощью специальных так называемых “антиализинговых” фильтров (english – anti-aliasing filters), обеспечивающих необходимое подавление всех спектральных составляющих в сигнале, лежащих выше частоты Найквиста $f_H = 1/T_S$ и снижающих скорость изменения сигнала во времени. По окончании τ_{S1} ключ SW_1 размыкается, а SW_2 замыкается на длительность τ_{S2} . При этом конденсатор $C1$ подключается к входному сигналу через резистор $R2$ сопротивлением 20 кОм, а напряжение на нем продолжает отслеживать уровень входного сигнала, но уже более медленно с постоянной времени $\tau_2 = R2 \cdot C1 = 2 \cdot 10^4 \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 1 \cdot 10^{-6}$ сек = 1 мкс. Это сделано для того, чтобы минимизировать погрешность выборки сигнала и снизить влияние коротких импульсных помех возникающих от работы цифровых схем и проникающих в измерительный канал через “паразитные” цепи минуя “антиализинговый” фильтр. Разница между уровнем входного сигнала к концу интервала τ_{S2} и величиной напряжения на конденсаторе $C1$ в этот же момент времени будет определять погрешность выборки сигнала $\Delta = U_{IN} - U_{OUT}$. Очевидно эта погрешность будет тем больше, чем больше скорость изменения входного сигнала в течение интервала τ_{S2} . Это хорошо видно на рисунке 1.1, где входной сигнал, представляющий собой экспоненциальную функцию времени, скорость изменения которой падает с течением времени и, как следствие, с течением времени

уменьшается погрешность выборки сигнала. После выборки отчеты сигнала становятся не точными, причем величина этой неточности тем больше чем больше скорость изменения сигнала. Таким образом можно говорить о динамических искажениях сигнала, преобразуемого в цифровую форму и это может быть причиной появления “структурных” помех после корреляционной обработки сигналов. При этом есть основание предполагать, что амплитуда импульсов “структурной” помехи будет тем больше, чем больше величина погрешности выборки сигнала. Для проверки этого предположения был поставлен лабораторный эксперимент на измерительном комплексе ЭРК ШПС с применением имитатора сигналов. В процессе проведения эксперимента необходимо было измерять уровень “структурных” при различных длительностях выборки τ_s и постоянных времени схемы τ , моделирующей исследуемую среду. При этом должны были оставаться фиксированными тип и параметры зондирующего сигнала такие как разрядность, длительность и количество периодов повторения шумоподобной M-последовательности, а также амплитуда импульсов в ней. Так как созданная аппаратура не позволяет оперативно изменять τ_s (для получения минимальной погрешности преобразования при максимальной частоте преобразования согласно паспортным данным на микросхему AD676 было установлено минимально возможное значение $\tau_s = 2$ мкс), то было принято решение регулировать отношение T_s/τ_s путем изменения частоты дискретизации сигнала $f_s = 1/T_s$ и синхронно с этим пропорционально изменять постоянную времени схемы, моделирующей исследуемую среду (земную кору) для того, чтобы амплитуда и форма регистрируемого сигнала оставались неизменными. Таким образом изменяется масштаб времени для сигнала без изменения его формы и амплитуды и тем самым обеспечивается регулировка скорости изменения сигнала в течение фиксированного интервала τ_s , что с точки зрения погрешности выборки эквивалентно изменению длительности τ_s при фиксированном периоде дискретизации T_s . На рисунке 1.2 в графическом виде представлены результаты проведенных экспериментов. Показаны графики зависимости амплитуды “структурных” помех A_{Π} и соотношения сигнал/помеха A_C/A_{Π} (A_C - максимальное значение пика сигнала после корреляционной обработки и накопления) от отношения T_s/τ_s при различных соотношениях $T_{\min}/\tau = 2,0; 1,0; 0,5$ и $T_{\min}/T_s = n = 1; 2; 4; 8$.

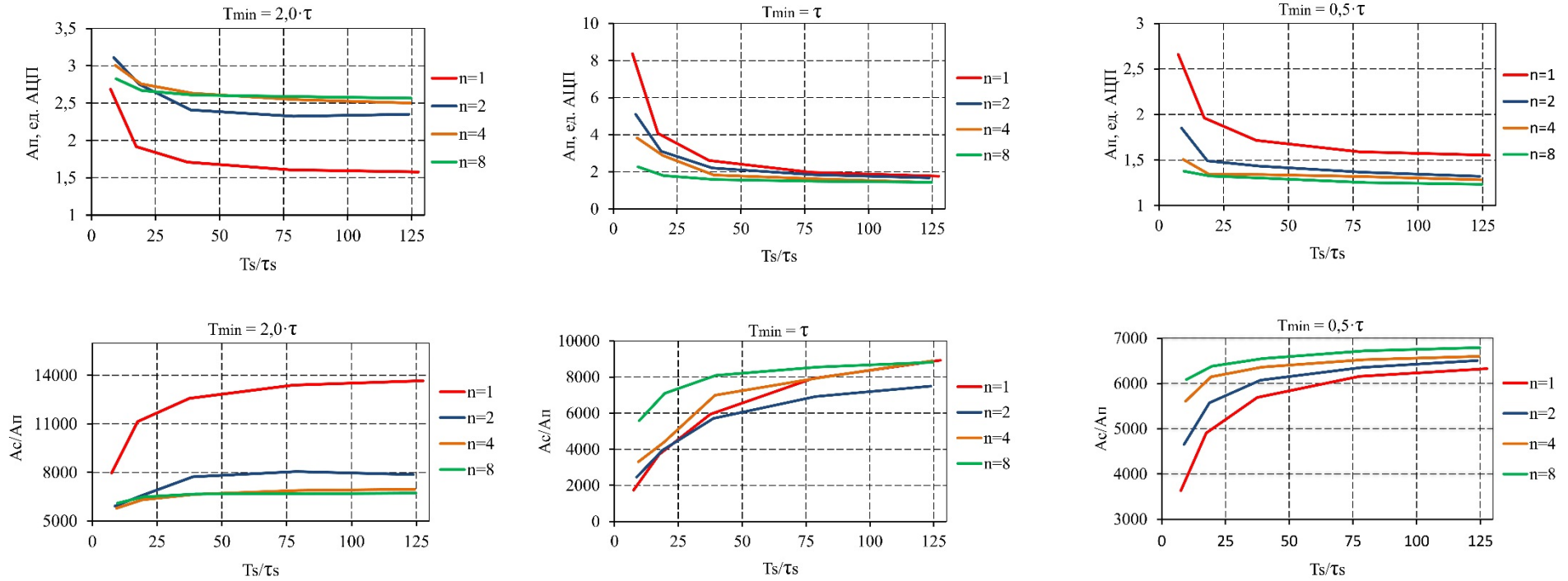


Рисунок 1.2 – Графики зависимости амплитуды “структурной” помехи и отношения сигнал – структурная помеха от отношения T_s/τ_s , полученные в лабораторных экспериментах с измерительным комплексом ЭРК ШПС:

A_c – амплитуда корреляционного пика сигнала после обработки; A_{Π} - амплитуда “структурной” помехи; T_s – период дискретизации сигналов; τ_s – длительность импульса выборки сигнала в УВХ; τ - постоянная времени цепи, имитирующей сигнал, регистрируемый на поверхности земной коры; T_{\min} – минимальная длительность импульсов в зондирующей периодически повторяемой биполярной М-последовательности разрядностью $N=11$ с числом повторения $K = 100$; $n = T_{\min}/T_s$ – число отсчетов регистрируемого сигнала на длительности T_{\min} .

Анализ графиков показанных на рисунке 1.2 приводит к трем результатам:

1. амплитуда “структурных” помех уменьшается, а отношение сигнал-помеха $A_c/A_{п}$ увеличивается при повышении соотношения T_s/τ_s ;
2. ширина диапазонов изменения амплитуды помех и отношения сигнал/помеха при фиксированной величине отношения T_{\min}/τ и изменении T_s/τ_s с повышением $n = T_{\min}/T_s$ уменьшаются;
3. увеличение постоянной времени цепи, имитирующей земную кору приводит к уменьшению соотношения сигнал/помеха.

Если предположить, что основным источником “структурных” помех является динамическая погрешность УВХ, и т.к. ее уменьшение связано с повышении соотношения T_s/τ_s , то первый результат согласуется с исходной предпосылкой. Два других вывода, полученных при анализе графиков показанных на рисунке 1.2, к сожалению, вступают в противоречие с исходным предположением, что источником “структурных” помех является динамическая погрешность УВХ. В частности, увеличение числа отсчетов ($n = T_{\min}/T_s$), укладываемых в минимальной длительности импульсов в М-последовательности при сохранении неизменным соотношения T_s/τ_s , т.е. периода дискретизации сигналов, приводит к увеличению числа суммируемых произведений отсчетов сигналов (опорного и зарегистрированного) при корреляционной их обработке. При этом каждый отсчет регистрируется с погрешностью, причем среди этих погрешностей всегда имеется максимальная, регистрируемая на первой выборке в интервале T_{\min} , где скорость изменения сигнала всегда наибольшая. Поэтому следует ожидать увеличения амплитуды структурных помех при повышении (n) и диапазона их изменения, что прямо противоположно результату сформулированному в выше указанном пункте 2. Аналогично, увеличение постоянной времени цепи τ , имитирующей исследуемую среду уменьшает величину динамической погрешности УВХ, что должно приводить к снижению ожидаемого уровня “структурных помех”, а результат лабораторных экспериментов, указанный в пункте 3 свидетельствует об обратном. На основании изложенного можно сделать вывод, что динамическая погрешность УВХ не является основной причиной появления “структурных” помех. Структурные помехи в большей степени определяются другими факторами. Для более достоверного подтверждения этого факта необходимо проведение математического моделирования работы УВХ, которое позволит убедиться в том, что динамические искажения сигнала, возникающие при работе УВХ не являются источником “структурных помех” в отсутствии других предполагаемых источников таких как нелинейность измерительного тракта и пролезающие в него импульсные помехи от работы цифровой части схемы или зондирующей установки (ГЗС). Обеспечить это в лабораторном эксперименте с имитатором сигналов не представляется возможным т.к.

невозможно абсолютно полностью исключить помехи, проникающие в измерительный тракт от работы цифровых схем.

1.2 Исследование нелинейности измерительного тракта как причины появления “структурных” помех

В лабораторных экспериментах с ЭРК ШПС и имитатором сигналов была также сделана попытка выявить взаимосвязь нелинейности характеристики передачи приемного тракта ЭРК ШПС с появлением “структурных” помех. Известно, что нелинейные эффекты в измерительном тракте могут проявляться в аналоговых усилительных схемах, особенно в выходных каскадах этих схем, где уровни сигналов могут изменяться в широком динамическом диапазоне от очень малых до максимальных значений. Для таких схем характерны нелинейности типа “зона нечувствительности”, которая характеризуется резким снижением коэффициента передачи. Как правило такие нелинейные эффекты проявляются при малых значениях сигналов на выходе в районе нулевого уровня. Такой тип нелинейности характерен для выходных двухтактных каскадов усилительных схем, в частности, для применяемых в ЭРК ШПС микросхем операционных усилителей (ОУ), выходные двухтактные каскады усиления которых работают в режиме АВ, для которого коэффициент передачи при малых уровнях сигналов на выходе по сравнению с линейным режимом работы (режим А) падает. Другой вид нелинейности для таких схем проявляет себя при больших уровнях сигналов, так называемые “зоны ограничения” уровня выходного сигнала. При этом также снижается динамический коэффициент передачи схемы практически до нулевого уровня для сигналов, превышающих уровень ограничения. Для применяемых в измерительном канале ЭРК ШПС микросхем ОУ уровни ограничения сигналов на выходе как правило на 1 – 2 вольта ниже напряжений источников постоянного тока, используемых для питания этих микросхем.

На рисунке 1.3 представлен качественный пример зависимостей уровня выходного сигнала (U_{OUT}) и коэффициента передачи ($K = dU_{OUT}/dU_{IN}$) аналоговой части измерительного канала от величины входного сигнала (U_{IN}), характеризующий выше описанную нелинейную модель аналоговой части измерительного канала. В тех же координатах показана кусочно-линейная аппроксимация этих зависимостей и характерные точки на оси ординат, определяющие зоны нелинейности.

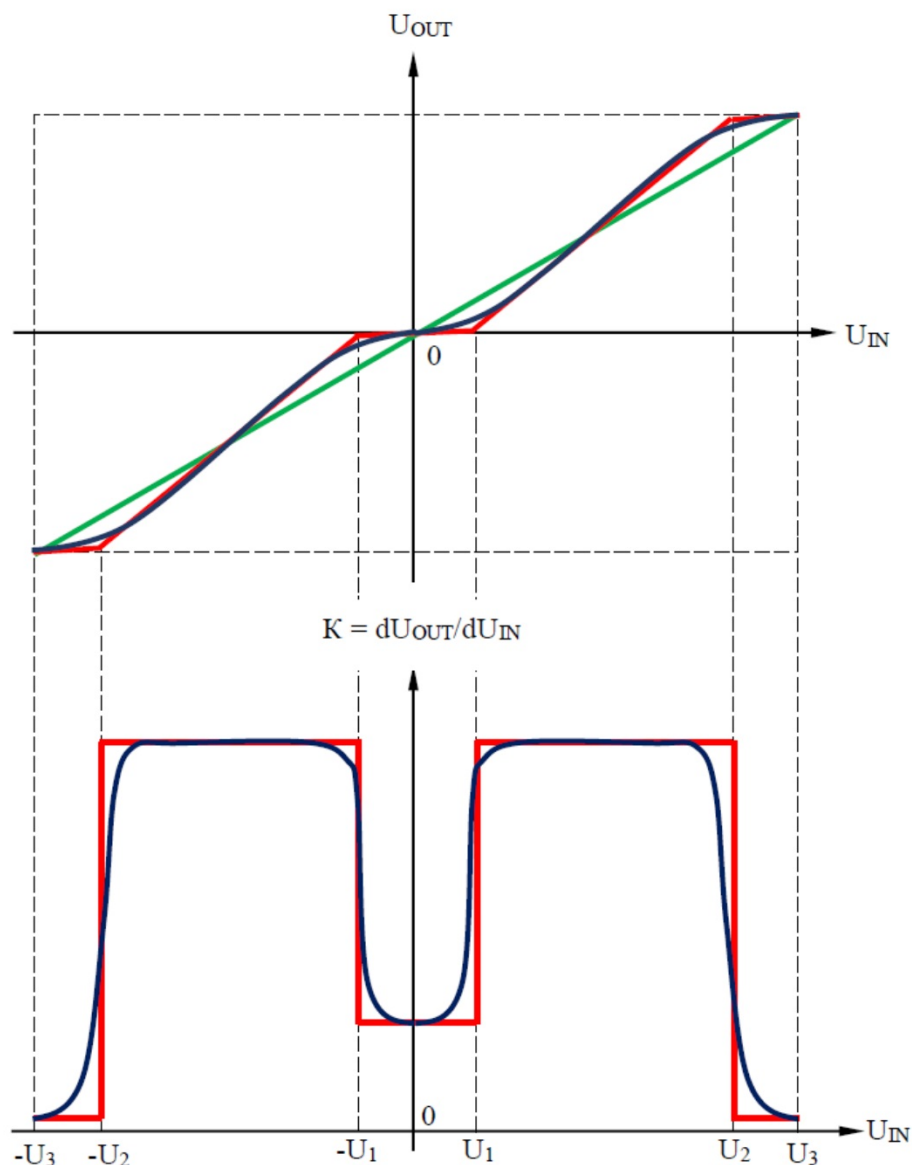


Рисунок 1.3 – Графики зависимостей уровня выходного сигнала (U_{OUT}) и коэффициента передачи $K = dU_{OUT}/dU_{IN}$ аналоговой части измерительного канала от величины входного сигнала (U_{IN}) – (синие линии) и их кусочно-линейная аппроксимация (красные линии):

$\Delta_1 = 2 \cdot U_1$ – ширина зоны нечувствительности; $\Delta_2 = (U_1 - U_2)$ – ширина зон ограничения; $\Delta_3 = 2 \cdot U_3$ – ширина диапазона изменения входного сигнала.

Для исследования взаимосвязи “структурных” помех с описанными выше видами нелинейностей, характерных для аналоговой части измерительного тракта, была разработана методика и проведен лабораторный эксперимент на ЭРК ШПС с использованием специально разработанного имитатора сигналов. Эксперимент основывался на том, что нелинейности измерительного тракта, как это было указано выше, имеют ярко выраженную зонную структуру. На вход блока усиления и фильтрации сигналов (БУФС) измерительного комплекса ЭРК ШПС подавались шумоподобные сигналы, моделирующие зондирующие сигналы, прошедшие через

исследуемую среду (земную кору). Формирование таких сигналов осуществлялось имитатором с помощью цифровых управляющих сигналов, поступающих от блока управления и регистрации (БУРС) измерительного комплекса. Далее осуществлялась многократная регистрация выходных сигналов БУФС при различных их амплитудах (размахе) и последующая их цифровая обработка. Величина постоянной времени цепи, моделирующей в имитаторе сигналов исследуемую среду, устанавливалась в два раза превышающей длительность минимального импульса, формируемой в имитаторе шумоподобной М-последовательности. Такой выбор параметра модели земной коры был обоснован тем, что отсчеты регистрируемого измерительным комплексом сигнала должны были попадать по возможности с равной вероятностью во все точки динамического диапазона измерительного канала, исследуемого на влияние нелинейностей на соотношение сигнал/”структурная” помеха. Предполагалось выявить зависимость этого соотношения от вида нелинейности измерительного тракта. В частности, при уменьшении амплитуды (размаха) регистрируемых сигналов от максимально возможного значения (двойная шкала АЦП) до достаточно малых значений следует ожидать в начале возрастание соотношения сигнал/”структурная” помеха, затем его стабилизацию на определенном уровне или плавное уменьшение, и далее более резкий спад. Ожидаемое начальное увеличение соотношения сигнал/”структурная” помеха обусловлено тем что, по мере уменьшения размаха сигнала диапазон его изменения все в большей степени будет выходить из зон “ограничения” и влияние их на амплитуду помехи будет снижаться т.е. соотношение сигнал/”структурная” помеха должно увеличиваться. По мере приближения размаха сигнала к ширине так называемой “зоны нечувствительности” доля ее влияния в диапазоне изменения сигнала будет возрастать, поэтому следует ожидать снижения соотношения сигнал/”структурная” помеха, особенно быстрого когда размах сигнала становится соизмеримым с шириной “мертвой зоны”.

Результаты проведенного эксперимента представлены в графическом виде на рисунке 1.4. В процессе проведения эксперимента в имитаторе сигналов формировался модельный сигнал становления поля, получаемый как реакция на подачу зондирующего сигнала в виде периодически повторяемых биполярных шумоподобных М-последовательностей с параметрами: разрядность М-последовательности $N = 11$; минимальная длительность импульсов в М-последовательности $T_{\min} = 8/f_d \approx 146,5$ мкс ($f_d = 54613,33$ Гц – частота дискретизации регистрируемых сигналов), длительность регистрации – 1 минута, постоянная времени модели земной коры $\tau = 2 \cdot T_{\min} \approx 300$ мкс. Амплитуда шумоподобного сигнала, формируемого имитатором сигналов и подаваемого на вход БУРС регулировалась таким образом, чтобы амплитуда входного сигнала, поступающего на вход микросхемы АЦП через буферный усилитель с коэффициентом усиления $K_{\text{БУ}} = 2,26$ изменялась в пределах от 5% до 95% от шкалы АЦП ($S_{\text{ADC}} = 10$ В) с шагом в 5%.

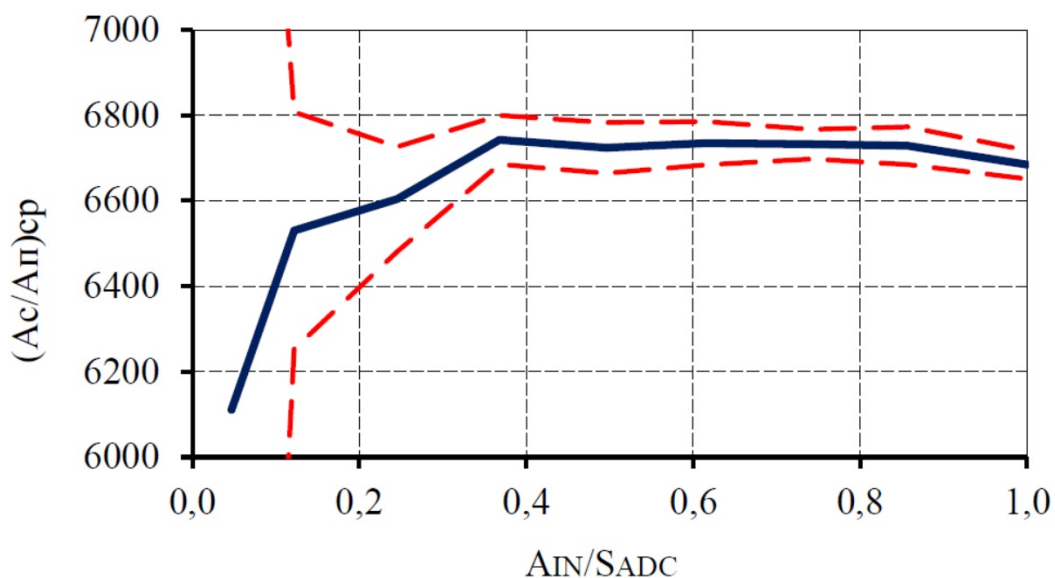


Рисунок 1.4 График зависимости среднего значения отношения сигнал/‘структурная’ помеха $(A_c/A_{п})_{ср}$ от отношения амплитуды первичных шумоподобных сигналов (A_{IN}) к шкале АЦП (S_{ADC}), построенный по данным лабораторных экспериментов с измерительным комплексом ЭРК ШПС и имитатором сигналов, красные пунктирные линии – зона доверительного интервала при вероятности 0,8

Для повышения точности измерений и оценки статистической достоверности получаемых данных, график зависимости, представленный на рисунке 1.4 строился по средним значениям, полученным в результате многократных (десятикратных) измерений отношения $A_c/A_{п}$ в каждой точке диапазона изменения A_{IN}/S_{ADC} . Оценивалось также среднеквадратичное отклонение полученных данных (σ) в каждой точке. На графике красными пунктирными линиями показан доверительный интервал для полученных данных шириной $\pm 2\sigma$, обеспечивающий значение доверительной вероятности выполненных измерений не хуже 0,8.

Поведение графика, представленного на рисунке 1.4 практически совпадает с предсказанным выше, т.е. по мере уменьшения амплитуды подаваемого сигнала вначале ожидалось повышение соотношения сигнал/‘структурная’ помеха, затем некоторая стабилизация его и при приближении размаха (двойной амплитуды) входного сигнала к ширине предполагаемой зоны нечувствительности характеристики выход-вход измерительного канала резкое снижение соотношения сигнал/‘структурная’ помеха. Таким образом можно предположить, что выше описанные наиболее характерные и вероятные нелинейности (зона ограничения и зона нечувствительности) измерительного канала приводят к появлению ‘структурных’ помех, появляющихся после корреляционной обработки сигналов зарегистрированных измерительным комплексом ЭРК ШПС. Количественных оценок влияния нелинейностей измерительного тракта

на параметры “структурных” помех (форма и амплитуда) в лабораторных экспериментах получить не удалось т.к. разработанный и изготовленный имитатор сигналов не позволяет моделировать нелинейности. При разработке имитатора такие функции для него не предполагались. В этой ситуации очевидно проще, качественнее и надежнее будет если выполнить такие исследования с помощью математического моделирования.

2. Исследование предполагаемых источников “структурных” помех на усовершенствованной математической модели ЭРК ШПС

В лабораторных экспериментах с измерительным комплексом ЭРК ШПС и имитатором сигналов, описанных в п. 1 настоящего отчета, был получен ряд выводов, опровергающих или подтверждающих выдвигаемые гипотезы о происхождении так называемых “структурных” помех, проявляющихся после корреляционной обработки зарегистрированных измерительным комплексом ЭРК ШПС сигналов. Так, например, предположение о том, что динамическая погрешность, вносимая в регистрируемый сигнал работой устройства выборки и хранения (УВХ) сигналов аналого-цифрового преобразователя является причиной возникновения “структурных” помех, не подтвердилось результатами лабораторного эксперимента. С другой стороны, результаты лабораторных экспериментов косвенно подтвердили предположение о том, что одной из причин появления “структурных” помех может быть нелинейность передаточной характеристики измерительного тракта. Влияние пролезающих паразитных помех, возникающих в измерительном тракте от работы цифровых устройств ЭРК ШПС на параметры появляющихся при этом “структурных” помех в лабораторных экспериментах исследовать не получилось, так как для этого потребовалась бы серьезная переделка схемы и смена элементной базы имитатора сигналов, т.е. фактически разработка и изготовление нового имитатора сигналов.

Таким образом лабораторные эксперименты с имитатором сигналов позволили только выделить (определить типы) источников “структурных” помех, а количественно исследовать их не удалось по причине того, что сами схемы, формирующие модельные сигналы в имитаторе и их конструктивное исполнение могут быть источниками таких помех и исключить полностью это не представляется возможным. По этой же причине невозможно смоделировать только один источник (причину) появления “структурных” помех, а влияние других полностью исключить. Поэтому, для подтверждения результатов лабораторных экспериментов и получения количественных оценок раздельного влияния различных источников “структурных” помех потребовалась дополнительная разработка и программирование математических моделей таких источников с включением их в программу математического моделирования работы измерительного комплекса.

Кроме того, для повышения точности вычисления сигналов отклика исследуемой среды (земной коры), получаемого на входе приемной части измерительного комплекса, потребовалось пересмотреть алгоритм вычисления такого отклика. В предыдущих вариантах исполнения программы моделирования ЭРК ШПС алгоритм вычисления отклика среды основывался на применении операции свертки модели зондирующего сигнала (периодически повторяемой двуполярной шумоподобной М-последовательности) с задаваемой в виде таблицы отсчетов импульсной переходной характеристикой (ИПХ) объекта исследования (земной коры). При этом длительность ИПХ ограничивалась по времени, что приводило к увеличению погрешности вычисления особенно при больших постоянных времени модели среды (инерционного интегрирующего звена первого порядка).

Для исследования в качестве причины появления “структурных” помех динамической погрешности, вносимой в регистрируемый сигнал работой АЦП, была разработана математическая модель УВХ максимально приближенная по выполняемым функциям и параметрам к УВХ, входящему в состав микросхемы АЦП, применяющейся в схеме блока БУРС измерительного комплекса ЭРК ШПС. Моделировалась работа схемы УВХ, представленной на рисунке 1.1 (см. п.п. 1.1 настоящего отчета). Для получения выходного отклика электрической схемы УВХ на входное воздействие произвольной формы применялся математический аппарат, основанный на вычислении интеграла Дюамеля. Разработанная математическая модель УВХ была использована для исследования динамической погрешности, вносимой этим устройством в регистрируемые сигналы, которая рассматривалась в качестве предполагаемой причины появления “структурных” помех.

Для исследования в качестве причины появления “структурных” помех нелинейности функции передачи приемного тракта ЭРК ШПС была разработана модель и алгоритм реализации нелинейности в виде так называемого “нелинейного звена” с задаваемой передаточной характеристикой. В качестве модельных передаточных характеристик использовались аналитические зависимости близкие по форме к нелинейностям, которыми обладают реальные аналоговые схемы усилительных устройств и аналого-цифровых преобразователей регистрационного тракта измерительного комплекса. С помощью разработанной модели “нелинейного звена” сигналы, поступающие на вход измерительного канала подвергались нелинейному преобразованию с последующей корреляционной обработкой и накоплением. Исследовалась форма и вычислялись параметры появляющихся при этом “структурных” помех, в частности, строилась и анализировалась зависимость соотношения сигнал / “структурная” помеха от параметров передаточной характеристики “нелинейного звена” и параметров модельного сигнала отклика среды.

В отчетный период были также продолжены работы по математическому моделированию помех, проникающих через паразитные цепи в приемный тракт от цифровых узлов и схем измерительного комплекса. Был разработан новый алгоритм моделирования такого рода помех. Пролезающие цифровые сигналы представлялись в виде однополярных импульсов трапецеидальной формы с отдельно задаваемыми длительностями фронта и среза. Эти импульсы пропускались через паразитную дифференцирующую RC – цепь с задаваемой постоянной времени и далее, полученные помехи суммировались с сигналами отклика среды, регистрируемыми на приемной стороне. При помощи данной модели исследовалось влияние постоянной времени паразитной RC – цепи и длительностей фронта и спада “пролезающего” цифрового сигнала на соотношение сигнал / “структурная” помеха, получаемого после корреляционной обработки сигналов.

В результате выполнения выше указанных работ объем доработок программного обеспечения получился таким, что фактически была разработана новая программа **BBSViewerMR** для математического моделирования работы измерительного комплекса ЭРК ШПС.

2.1 Разработка усовершенствованной математической модели сигналов отклика исследуемой среды

При разработке новой программы **BBSViewerMR**, предназначенной для математического моделирования работы измерительного комплекса ЭРК ШПС, решалась задача усовершенствования процедуры математического моделирования сигналов отклика исследуемой среды. Задача была продиктована недостаточным быстродействием и точностью вычислений, выполняемых ранее разработанными версиями программы. Был применен другой более совершенный алгоритм для вычисления сигналов отклика земной коры, обеспечивающий исключение указанных недостатков.

В предыдущих вариантах программы моделирования отклик среды вычислялся при помощи свертки импульсной переходной характеристики среды с зондирующей M-последовательностью. Упрощенная модель среды была представлена в виде инерционного интегрирующего звена первого порядка с импульсной переходной характеристикой (ИПХ), описываемой выражением:

$$ИПХ_c(t) = \frac{e^{-\frac{t}{\tau_{cp}}}}{\tau_{cp}}, \quad (2.1)$$

где τ_{cp} - постоянная времени инерционного интегрирующего звена первого порядка.

ИПХ модели среды в программе моделирования представлялась в виде таблицы ограниченного числа отсчетов функции вычисляемых согласно (2.1) для фиксированных моментов времени. Далее проводилась процедура вычисления интеграла свертки модели зондирующего сигнала (периодически повторяемой двуполярной шумоподобной М-последовательности) с задаваемой в виде таблицы отсчетов импульсной переходной характеристикой (ИПХ) объекта исследования (земной коры). Получаемые с помощью такой процедуры отсчеты выходного сигнала считались с определенной погрешностью отсчетами сигнала отклика среды на входное воздействие в виде двуполярной шумоподобной М-последовательности зондирующих токовых импульсов. Погрешность вычисления отсчетов сигналов отклика среды определялась длительностью временного отрезка (окна) ИПХ, чем длиннее окно ИПХ тем меньше погрешность вычисления.

Одним из недостатков указанного метода вычисления сигналов отклика среды является резкое снижение скорости вычислений при увеличении длительности импульсной переходной характеристики среды. Другим недостатком примененного метода является невозможность получения аналитического выражения для отклика среды на входное воздействие в виде периодически повторяемой шумоподобной импульсной М-последовательности, с помощью которого стало бы возможным значительно повысить скорость выполнения дальнейших вычислений. Скорость вычислений можно несколько повысить уменьшая длительность окна ИПХ, но это приводит к увеличению погрешности вычислений. Сложность получения аналитических выражений для модели отклика среды заключается в том, что М-последовательность вычисляется алгоритмически и не может быть представлена в виде аналитической записываемой математической функции. Зондирующий сигнал представляет собой последовательность многократно и непрерывно повторяемых импульсных шумоподобных М-последовательностей $U_{шпс}(t)$ прямоугольной формы с амплитудой $A_{шпс}$, как показано на рисунке 2.1 а).

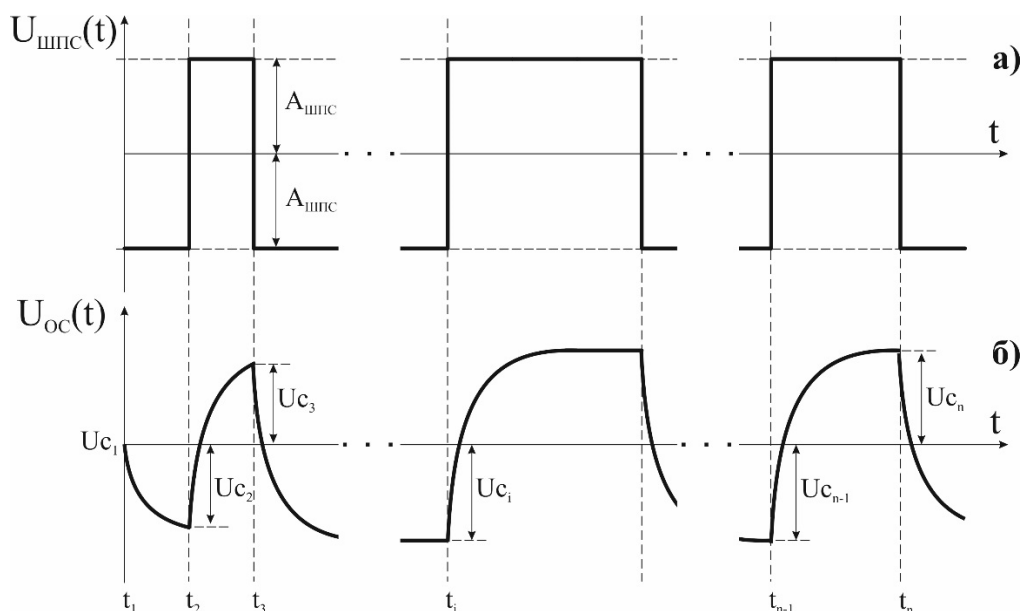


Рисунок 2.1 – Временные диаграммы: а) - зондирующей последовательности импульсов; б) - модели отклика среды на зондирующую последовательность:

$A_{шпс}$ – амплитуда импульсов в М-последовательности; t_i – время начала i -го импульса в зондирующей последовательности; $i = [1, 2, \dots, n]$ – порядковый номер импульса в зондирующей последовательности импульсов; n -число импульсов в зондирующей последовательности; $U_{сi}$ – уровень сигнала (напряжения) на выходе интегрирующего инерционного звена к моменту начала i -го импульса.

Так как импульсы М-последовательности имеют различную длительность то сигнал отклика среды $U_{ос}(t)$ можно представить в виде последовательности откликов интегрирующего инерционного звена на подачу каждого последующего импульса М–последовательности при начальных условиях, определяемых значениями сигнала, вычисленного к концу предыдущего импульса. В общем случае реакцию интегрирующего инерционного звена на одиночный прямоугольный скачек можно записать в виде:

$$U(t) = A \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{ср}}}), \quad (2.2)$$

где: $\tau_{ср}$ - постоянная времени интегрирующего инерционного звена, имитирующего исследуемую среду; A – амплитуда скачка; t – текущее время.

Такую формулу для вычисления отклика среды можно использовать только для первого импульса в М-последовательности, потому что к началу следующего импульса на выходе интегрирующего инерционного звена будет присутствовать остаточный уровень сигнала (начальные условия). В этом случае выражение (2.2) переписется в виде:

$$U(t) = U_c + (A - U_c) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{cp}}}), \quad (2.3)$$

где U_c – уровень сигнала на выходе инерционного интегрирующего звена в момент начала текущего импульса.

Так как время начала каждого импульса М-последовательности известно (t_i), также известна его полярность, то реакцию инерционного интегрирующего звена на i -ый импульс последовательности зондирующих импульсов (отклик среды) можно записать следующим образом:

$$U_{oci}(t) = U_{ci} + [(-1)^i \cdot A_{шпс} - U_{ci}] \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{cp}}}), \quad (2.4)$$

где: $A_{шпс}$ – амплитуда импульсов в зондирующей М-последовательности; i – порядковый номер импульса в зондирующей последовательности; U_{ci} – уровень сигнала на выходе интегрирующего инерционного звена в момент начала импульса с номером i ; $0 < t \leq (t_{i+1} - t_i)$ – текущее время, отсчитываемое внутри интервала от t_i до t_{i+1} ; t_i – время начала импульса с номером i в последовательности зондирующих импульсов; t_{i+1} – время начала импульса с номером $i+1$ (конец импульса с номером i); τ_{cp} – постоянная времени модели среды (интегрирующего инерционного звена).

На рисунке 2.1 б) представлен график отклика модели среды на последовательность зондирующих импульсов в виде периодически повторяемых шумоподобных М-последовательностей, полученный выше описанным способом.

Новый алгоритм вычисления сигналов отклика среды на зондирующее воздействие позволяет с высокой точностью, определяемой разрядной сеткой используемого персонального компьютера, вычислять значения отклика среды в любой момент времени. Кроме того, значительно сократилось время на проведение таких вычислений за счет использования аналитических выражений.

2.2 Исследование на математических моделях динамической погрешности АЦП в качестве причины появления “структурных” помех

Для исследования динамической погрешности АЦП в качестве причины появления “структурных” помех была разработана математическая модель устройства выборки и хранения (УВХ), входящего в состав АЦП. За основу была принята схема УВХ, встроенного в микросхему AD676, используемую в качестве АЦП в измерительном комплексе ЭРК ШПС. Ранее на рисунке 1.1 настоящего отчета приводилась функциональная схема такого УВХ и временная диаграмма его

работы. Так как в реальной аппаратуре за интервал времени τ_{S1} (см. рис. 1.1) конденсатор $C1$ заряжается практически до уровня входного сигнала U_{IN} , то схему УВХ можно упростить, приравняв к нулю величину сопротивления $R1$. На рисунке 2.2 приведена упрощенная схема и временные диаграммы работы модели УВХ.

Параметром УВХ, определяющим погрешность выборки, является постоянная времени интегрирующей RC-цепи вычисляемая как:

$$\tau_{RC} = R \cdot C \quad (2.5)$$

Переходная характеристика такой цепи определяется выражением:

$$h(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{RC}}}) \quad (2.6)$$

Рассмотрим работу УВХ на временном отрезке, соответствующем длительности одного импульса М-последовательности (см. временную диаграмму на рис. 2.2). В момент времени t_i , соответствующий началу очередного импульса М-последовательности, на входе схемы УВХ присутствует сигнал $U_{OC}(t_i)$ поступающий с выхода инерционного интегрирующего звена, имитирующего земную кору. При этом напряжение на конденсаторе C сохраняется равным запомненному на предыдущем цикле работы УВХ. В момент начала очередной выборки $t_{Sj} - \tau_S$ на короткое время τ_{S1} замыкается ключ $SW1$ и напряжение на конденсаторе мгновенно начинает отслеживать (повторять) входное $U_{OC}(t)$ и к концу интервала τ_{S1} будет равно $U_{OC}(t_{Sj} - \tau_{S2})$. Далее ключ $SW1$ размыкается, а ключ $SW2$ замыкается на длительность τ_{S2} , при этом напряжение на конденсаторе будет продолжать отслеживать подаваемое на вход УВХ напряжение, но уже не мгновенно, а со скоростью, определяемой постоянной времени RC-цепи УВХ. В момент времени t_{Sj} электронный ключ $SW2$ размыкается и УВХ переходит в режим хранения запомненного на конденсаторе напряжения до следующей выборки. Напряжение на конденсаторе C к моменту окончания j -ой выборки (t_{Sj}) достигнет значения $U_{ВЫХ}(t_{Sj})$. Индексом $j = 1, 2, \dots, k$ обозначен порядковый номер выборки в i -том импульсе, k – число выборок в рассматриваемом импульсе.

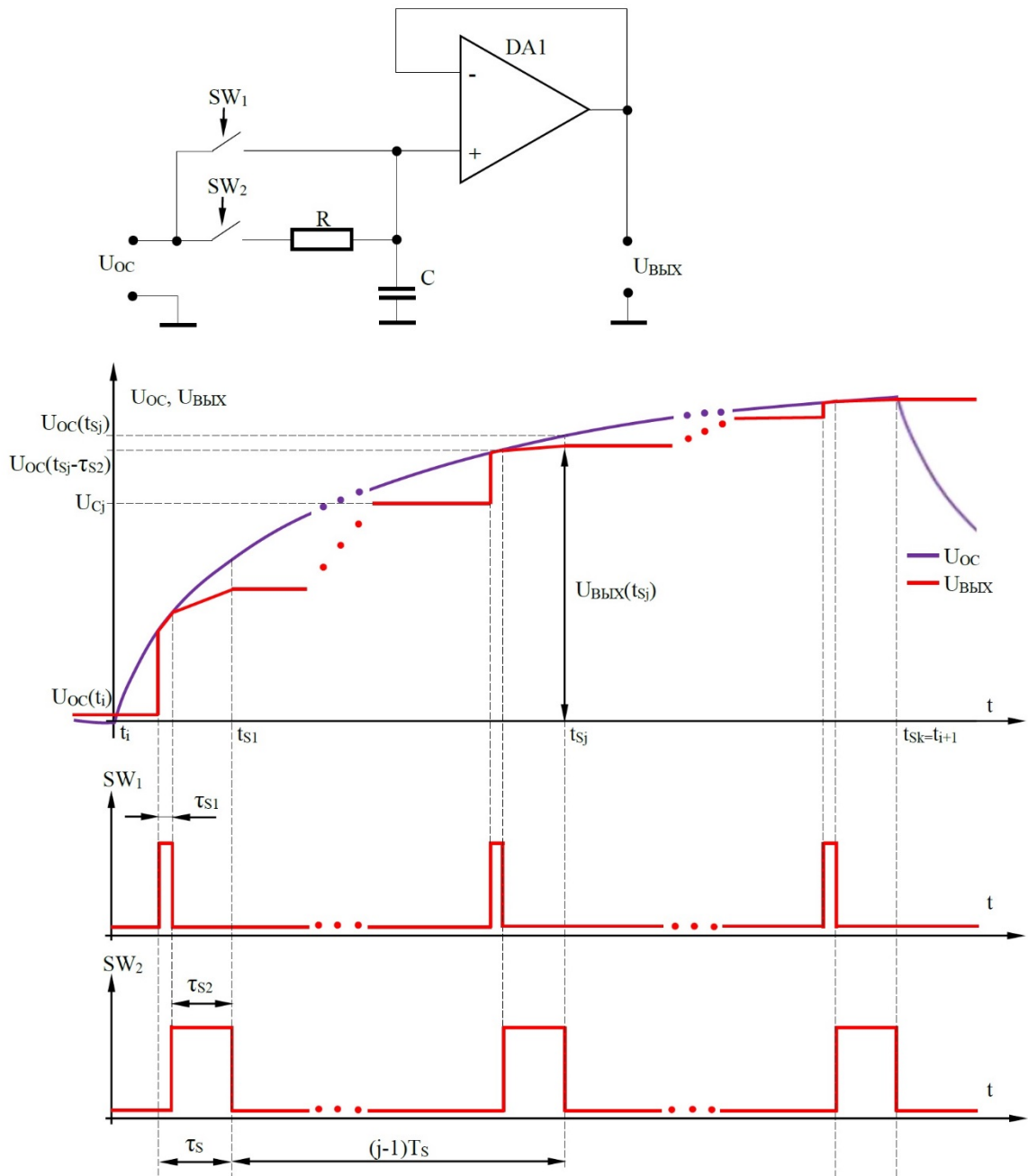


Рисунок 2.2 – Упрощенная функциональная схема и временные диаграммы работы модели УВХ

Напряжение на выходе УВХ к моменту окончания j -ой выборки $U_{\text{ВЫХ}}(t_{sj})$ можно вычислить воспользовавшись методом, применяемым для анализа переходных процессов в электронных цепях при подаче на их вход воздействия произвольной формы, основанным на использовании переходной характеристики цепи и вычислении интеграла Дюамеля. Если известна функция входного воздействия $U_{\text{ВХ}}(t)$ и переходная характеристика исследуемой цепи $h(t)$, то реакция этой цепи на входное воздействие может быть получена через интеграл Дюамеля, записываемый следующим образом [1]:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(0) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{dU_{\text{ВХ}}(\tau)}{d\tau} \cdot h(t-\tau) d\tau \quad (2.7)$$

Так как к моменту начала очередной выборки на выходе УВХ уже имеется напряжение U_C , запомненное на предыдущем цикле работы, необходимо подставить в интеграл Дюамеля начальные условия. С учетом начальных условий формула 2.7 примет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_C + (U_{\text{ВХ}}(0) - U_C) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{dU_{\text{ВХ}}(\tau)}{d\tau} \cdot h(t-\tau) d\tau \quad (2.8)$$

Формулу (2.8) нельзя использовать в записанном виде в качестве математической модели УВХ, так как в ней предполагается работа УВХ на интервале времени от 0 до t . Указанная формула применима лишь в том случае, если и входной сигнал - $U_{\text{ВХ}}(t)$ и переходная характеристика RC-цепи УВХ - $h(t)$ аналитически записаны и существуют на одном и том же интервале времени от 0 до t . Для модели УВХ приведенной на рисунке 2.2 входным сигналом служит сигнал отклика среды $U_{\text{ОС}}(t)$, аналитическое выражение для которого согласно (2.4) записывается отдельно для каждого i -го импульса в зондирующей последовательности на временном отрезке от $t = t_i$ до $t = t_{i+1}$, определяемым длительностью этого импульса, при этом принимается, что $t_i = 0$. Для вычисления уровня выходного напряжения УВХ во время выполнения j -ой выборки сигнала необходимо, чтобы переходная характеристика RC-цепи УВХ (2.6) была определена и существовала на интервале времени от $t = (t_{sj} - \tau_{s2})$ до $t = t_{sj}$ длительностью τ_{s2} , когда электронный ключ SW_2 замкнут. При этом нулевым отсчетом времени считается $t = (t_{sj} - \tau_{s2}) = 0$. Необходимо приведение аналитических выражений для отклика среды и переходной характеристики RC-цепи УВХ к одному времени, отсчитываемому от начала i -го импульса в зондирующей последовательности. Для этого в выражение для переходной характеристики RC-цепи УВХ, подставляемое в (2.8) необходимо ввести сдвиг по времени равный времени начала j -ой выборки $(t_{sj} - \tau_{s2})$. После временного сдвига выражение для переходной характеристики RC-цепи УВХ запишется как:

$$h(t) = (1 - e^{-\frac{t - (t_{sj} - \tau_{s2})}{\tau_{RC}}}) = (1 - e^{-\frac{t - t_{sj} + \tau_{s2}}{\tau_{RC}}}), \quad (2.9)$$

где t – текущее время, изменяющееся в интервале от $t = (t_{sj} - \tau_{s2})$, до $t = t_{sj}$.

Тогда вместо значения функции отклика среды в начальный момент времени ($t = 0$) в

выражение (2.8) необходимо подставить значение функции отклика среды в момент времени $t = (t_{sj} - \tau_{s2})$ и изменить нижний предел в интеграле с нулевого значения на $(t_{sj} - \tau_{s2})$. В результате выражение для функции сигнала, изменяющегося на выходе УВХ на интервале времени j -ой выборки в i -ом импульсе можно записать в виде:

$$U_{ВЫХj}(t) = U_{Cj} + [U_{OCi}(t = t_{sj} - \tau_{s2}) - U_{Cj}] \cdot (1 - e^{-\frac{t-t_{sj}+\tau_{s2}}{\tau_{RC}}}) + \int_{t_{sj}-\tau_{s2}}^t \frac{dU_{OCi}(\tau)}{d\tau} \cdot (1 - e^{-\frac{t-t_{sj}+\tau_{s2}-\tau}{\tau_{RC}}}) d\tau \quad (2.10)$$

где: U_{Cj} – напряжение на выходе УВХ, сохраняющееся на конденсаторе С от конца выборки с номером $(j-1)$ до начала j -ой выборки, $(t_{sj} - \tau_{s2}) \leq t \leq t_{sj}$ - текущее время.

Таким образом, сигнал на выходе УВХ на интервале времени j -ой выборки представляет собой сумму трех составляющих.

Первая составляющая $U_{1j}(t)$ - это постоянное напряжение на выходе УВХ, запомненное на конденсаторе С в момент окончания $(j-1)$ -ой выборки и подаваемое на вход схемы УВХ до начала j -ой выборки:

$$U_{1j}(t) = U_{Cj} \quad (2.11)$$

Вторая составляющая $U_{2j}(t)$ - это реакция интегрирующей RC-цепи УВХ на прямоугольный скачок амплитудой, определяемой разностью напряжения сигнала отклика среды, подаваемого на вход УВХ через ключ SW2 в момент времени $t = (t_{sj} - \tau_{s2})$ и напряжения, запомненного на конденсаторе С в конце $(j-1)$ -ой выборки и сохраняемого на нем до начала j -ой выборки:

$$U_{2j}(t) = [U_{OCi}(t = t_{sj} - \tau_{s2}) - U_{Cj}] \cdot (1 - e^{-\frac{t-t_{sj}+\tau_{s2}}{\tau_{RC}}}) \quad (2.12)$$

Подставив в выражение (2.4) время начала выборки $t = t_{sj} - \tau_{s2}$, получим значение сигнала отклика среды, подаваемого на вход схемы УВХ в момент времени $t = t_{sj} - \tau_{s2}$. Далее, вставив значение $U_{OCi}(t = t_{sj} - \tau_{s2})$ в выражение (2.12), получим:

$$U_{2j}(t) = [(U_{Ci} + ((-1)^i \cdot A_{ИПЦ} - U_{Ci})) \cdot (1 - e^{-\frac{t_{sj}-\tau_{s2}}{\tau_{CP}}}) - U_{Cj}] \cdot (1 - e^{-\frac{t-t_{sj}+\tau_{s2}}{\tau_{RC}}}), \quad (2.13)$$

где $A_{ИПЦ}$ – амплитуда импульсов в зондирующей М-последовательности; i – порядковый номер импульса в зондирующей последовательности; U_{Ci} – уровень сигнала на выходе интегрирующего

инерционного звена в момент начала импульса с номером i ; τ_{CP} - постоянная времени модели среды (интегрирующего инерционного звена); τ_{RC} - постоянная времени RC-цепи УВХ; τ_{S2} – длительность выборки УВХ (длительность управляющего импульса коммутатора SW2); $(t_{sj} - \tau_{S2}) \leq t \leq t_{sj}$ – текущее время; t_{sj} – время окончания j -ой выборки.

Подставив в (2.13) $t = t_{sj}$, получим аналитическое выражение для вычисления значения второй составляющей выходного сигнала УВХ к концу j -ой выборки:

$$U_{2j}(t_{sj}) = [(U_{Ci} - U_{Cj} + (A - U_{Ci}) \cdot (1 - e^{-\frac{t_{sj} - \tau_{S2}}{\tau_{CP}}})] \cdot (1 - e^{-\frac{\tau_{S2}}{\tau_{RC}}}), \quad (2.14)$$

где $A = (-1)^i \cdot A_{ИПРС}$ – амплитуда импульсов в зондирующей последовательности с учетом их полярности.

Третья составляющая $U_{3j}(t)$ представляет собой реакцию цепи УВХ на подачу сигнала отклика среды, изменяющегося на интервале времени от $(t_{sj} - \tau_{S2})$ до t_{sj} при нулевых начальных условиях на конденсаторе С (отсутствие заряда):

$$U_{3j}(t) = \int_{t_{sj} - \tau_{S2}}^t \frac{dU_{OCi}(\tau)}{d\tau} \cdot (1 - e^{-\frac{t - t_{sj} + \tau_{S2} - \tau}{\tau_{RC}}}) d\tau = \int_{t_{sj} - \tau_{S2}}^t U_{OCi}'(\tau) \cdot (1 - e^{-\frac{t - t_{sj} + \tau_{S2} - \tau}{\tau_{RC}}}) d\tau \quad (2.15)$$

Взяв производную от функции (2.4) по времени $U_{OCi}'(t) = \frac{A - U_{Ci}}{\tau_{CP}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{CP}}}$ и заменив t на τ ,

подставим полученное выражение в (2.15):

$$U_{3j}(t) = \frac{A - U_{Ci}}{\tau_{CP}} \int_{t_{sj} - \tau_{S2}}^t e^{-\frac{\tau}{\tau_{CP}}} \cdot (1 - e^{-\frac{t - t_{sj} + \tau_{S2} - \tau}{\tau_{RC}}}) d\tau \quad (2.16)$$

Вычисляя интеграл (2.16), получим:

$$U_{3j}(t) = \frac{(A - U_{Ci}) \cdot e^{-\frac{t - \tau_{S2}}{\tau_{CP}}}}{\tau_{CP}} \cdot \frac{\tau_{CP} \cdot (\tau_{CP} - \tau_{RC} - \tau_{CP} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{CP}}} + \tau_{RC} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{RC}}})}{\tau_{CP} - \tau_{RC}} \quad (2.17)$$

Подставив в (2.17) $t = t_{sj}$, получим аналитическое выражение для вычисления значения третьей составляющей выходного сигнала УВХ к концу j -ой выборки:

$$U_{3j}(t_{Sj}) = \frac{(A - U_{Ci}) \cdot e^{-\frac{t_{Sj} - \tau_{S2}}{\tau_{CP}}}}{\tau_{CP}} \cdot \frac{\tau_{CP} \cdot (\tau_{CP} - \tau_{RC}) - \tau_{CP} \cdot e^{-\frac{t_{Sj}}{\tau_{CP}}} + \tau_{RC} \cdot e^{-\frac{t_{Sj}}{\tau_{RC}}}}{\tau_{CP} - \tau_{RC}} \quad (2.18)$$

Для вычисления напряжения на выходе УВХ в момент окончания j-той выборки $U_{ВЫХ}(t_{Sj})$ полученные значения трех составляющих складываются:

$$U_{ВЫХ}(t_{Sj}) = U_{1j}(t_{Sj}) + U_{2j}(t_{Sj}) + U_{3j}(t_{Sj}) \quad (2.19)$$

Рассмотренный выше порядок и алгоритм вычисления сигнала на выходе УВХ был использован при создании математической модели работы УВХ с помощью которой была исследована динамическая погрешность УВХ как причина появления “структурных” помех.

На рисунке 2.3 показаны временные диаграммы работы математической модели УВХ. Значение постоянной времени модели УВХ выбиралось примерно в 10 раз меньше периода дискретизации сигналов, что соответствовало постоянной времени реального УВХ, встроенного в микросхему АЦП измерительного комплекса ЭРК ШПС.

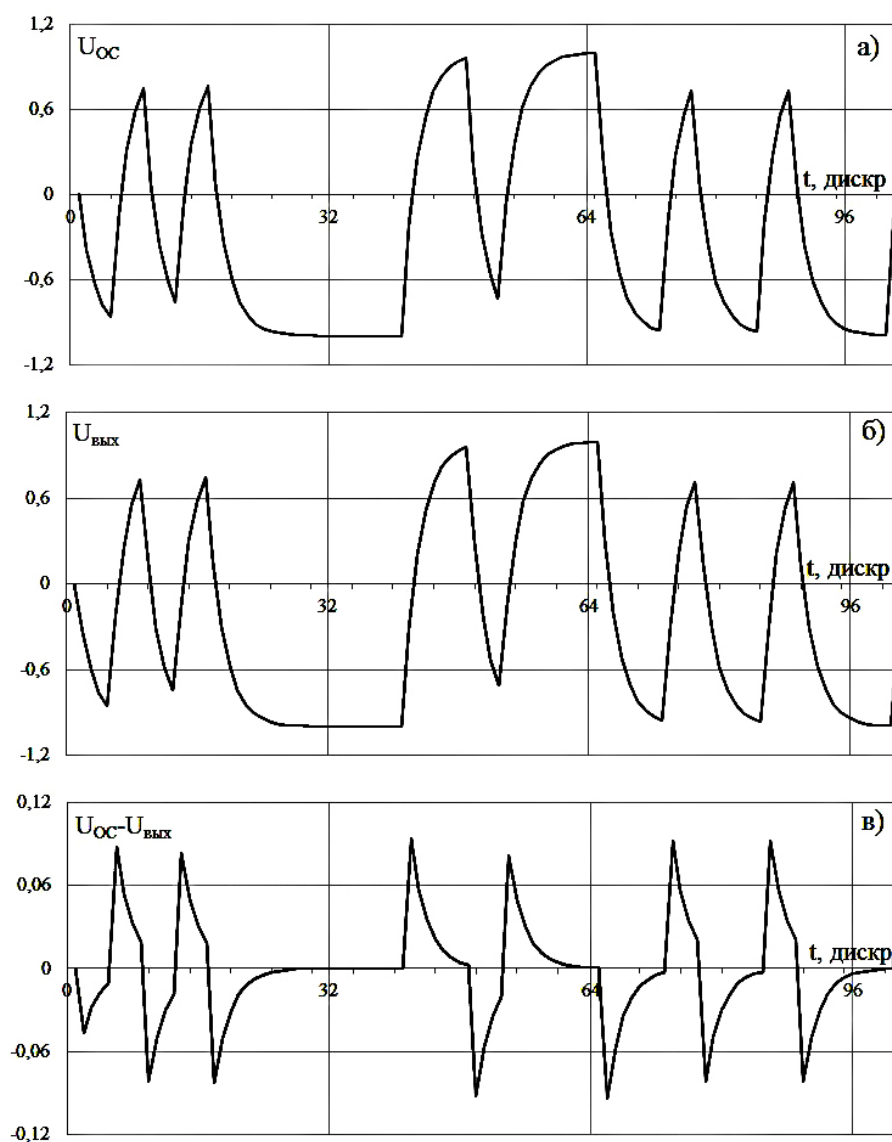


Рисунок 2.3 – Временные диаграммы работы математической модели УВХ: а) U_{OC} - сигнал отклика среды, поступающий на вход УВХ; б) $U_{ВЫХ}$ - сигнал получаемый на выходе УВХ; в) $U_{OC} - U_{ВЫХ}$ -разность между сигналами на входе и выходе УВХ (динамическая погрешность УВХ)

На рисунке 2.3 в) приведен график динамической погрешности УВХ АЦП, полученный в результате вычитания из сигнала, подаваемого на вход УВХ сигнала, получаемого на его выходе.

Далее проводилась корреляционная обработка сигналов, получаемых на выхода УВХ, с моделью зондирующего сигнала (одиночной биполярной шумоподобной М-последовательностью). Результат такой обработки показан на рисунке. 2.4, где представлен график взаимной корреляционной функции (ВКФ) между выходным сигналом УВХ и зондирующей биполярной шумоподобной М-последовательностью.

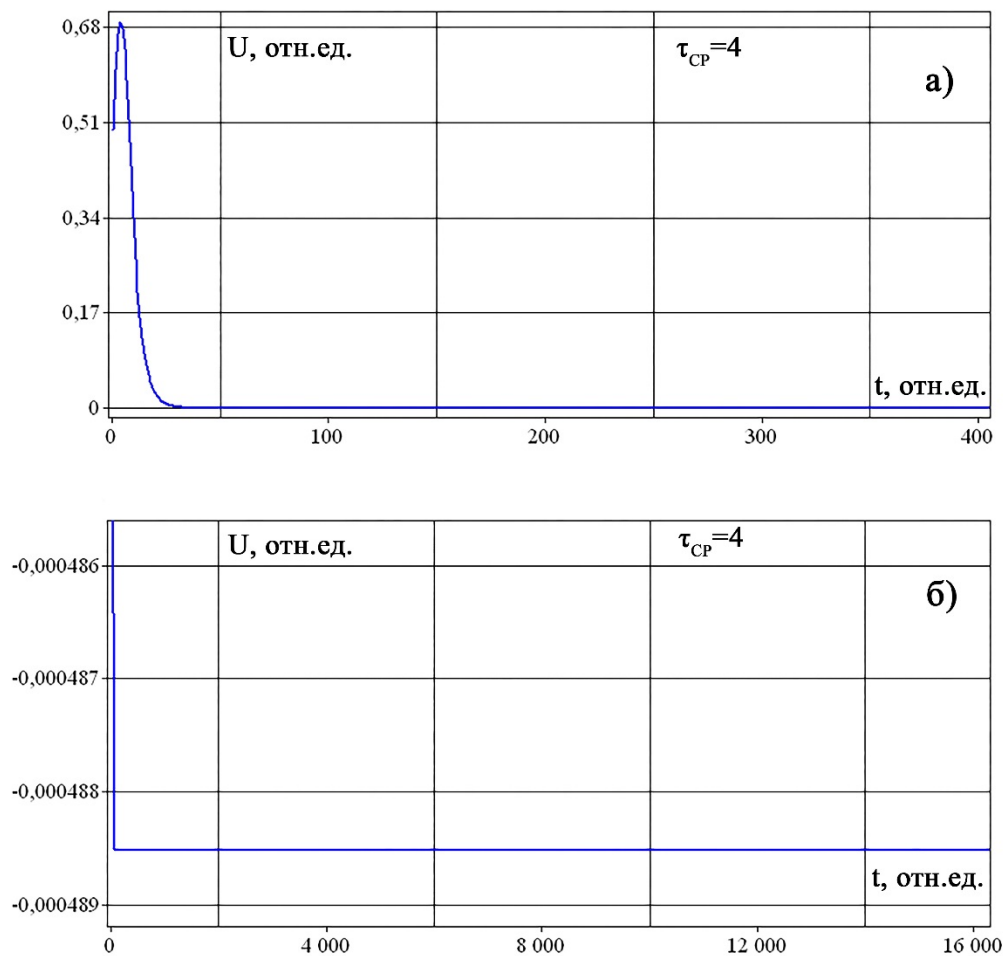


Рисунок 2.4 – График взаимной корреляционной функции (ВКФ) между выходным сигналом УВХ и биполярной шумоподобной М-последовательностью – а); б) - фрагмент графика ВКФ в увеличенном масштабе по вертикальной оси 1:200000

При внимательном рассмотрении графика ВКФ даже при очень большом увеличении по вертикальной оси “структурные” помехи не были обнаружены. Следовательно динамическая погрешность, вносимая в измеряемый сигнал устройством выборки и хранения, не приводит к появлению таких помех. Таким образом были подтверждены результаты лабораторных экспериментов. Отсутствие структурных помех от работы схемы УВХ можно объяснить тем, что динамические искажения сигналов на выходе УВХ эквивалентны искажениям, характерным для линейных частотно зависимых цепей, которые не приводят к появлению каких-либо помех, в противном случае не представлялось бы возможным получение импульсной переходной и частотной характеристик исследуемых объектов (земной коры) с помощью ШПС.

2.3 Исследование на математических моделях нелинейностей измерительного тракта как причины появления “структурных” помех

Для моделирования нелинейности измерительного тракта в математическую модель измерительного комплекса ЭРК ШПС было введено нелинейное звено, представляющее собой устройство (блок), для которого зависимость выходного сигнала от входного представляет собой функцию отличную от линейной (степенная, логарифмическая, синусоидальная и т.д.) Такую зависимость называют передаточной характеристикой или функцией преобразования нелинейного звена. Предполагаемые и рассматриваемые при проведении лабораторных экспериментов с ЭРК ШПС характерные для аналоговых схем нелинейности типа “зона нечувствительности”, “зона ограничения”, а также интегральная нелинейность АЦП относятся к статическим нелинейностям. Такие нелинейности обладают однозначными характеристиками. Однозначность характеристики нелинейного звена означает чувствительность ее только к значениям входной величины (аргументу). При этом выходная величина (функция) не зависит от направления изменения входной (уменьшение или увеличение) и от производных этого изменения (скорости, ускорения и т.д.) [2].

В зависимости от формы передаточных характеристик различают нелинейные элементы с симметричными и несимметричными характеристиками. Симметричной называется характеристика, не зависящая от направления изменения входной величины, обладающая симметрией относительно начала системы координат, т.е. $F(x) = -F(-x)$. Для несимметричной характеристики это условие не выполняется $F(x) \neq -F(-x)$. В общем случае передаточная характеристика нелинейного звена может обладать сколь угодно сложной формой. Существуют различные подходы к аппроксимации передаточной характеристики нелинейных элементов, встречающихся в аналоговых и аналого-цифровых схемах электронных устройств. Наибольшей популярностью пользуется метод, основанный на использовании степенных рядов. В этом случае передаточная функция записывается в виде:

$$U_{ВЫХ}(U_{ВХ}) = U_{ВХ} + \sum_{i=2}^N a_i U_{ВХ}^i, \quad (2.19)$$

где: $U_{ВХ}$ – значение сигнала на входе нелинейного звена; $U_{ВЫХ}$ – значение сигнала на выходе нелинейного звена; a_1, a_2, \dots, a_N – коэффициенты аппроксимирующего полинома; N – порядок полинома.

Большинство нелинейностей, встречающихся в электронных устройствах в первом приближении можно описать функцией вида:

$$U_{ВЫХ}(U_{ВХ}) = a_1 \cdot U_{ВХ} + a_n \cdot U_{ВХ}^n, \quad (2.20)$$

где: a_1 и a_n – постоянные коэффициенты; n – показатель степени, принимающий только положительные целочисленные значения начиная с 2.

Возьмем в качестве передаточной характеристики нелинейного звена степенную функцию вида (2.20), которая может быть симметричной или несимметричной. Такой выбор обоснован возможностью представления передаточной характеристики нелинейного звена в виде простой монотонной аналитически записываемой функции. Симметричные степенные функции в большей степени отражают передаточные характеристики аналоговых каскадов, особенно выходных каскадов усиления сигналов. Передаточная характеристика таких устройств как правило имеет зону с пониженной (малой) чувствительностью при малых амплитудах выходных сигналов. Ассиметричные степенные функции лучше подходят для моделирования интегральной нелинейности АЦП. В качестве количественной оценки передаточной характеристики нелинейного звена будем рассматривать максимальное отклонение (ΔNL) его передаточной характеристики от идеальной прямой линии $U_{ВЫХ}(U_{ВХ}) = U_{ВХ}$. Далее рассмотрим методику расчета параметров передаточных характеристик нелинейных звеньев, описываемых симметричными и ассиметричными степенными функциями при заданном значении параметра ΔNL .

Выражение для передаточной характеристики нелинейного звена, моделируемого симметричной степенной функцией запишем в виде:

$$U_{ВЫХ}(U_{ВХ}) = a_1 \cdot U_{ВХ} + [\text{sign}(U_{ВХ})]^{q-1} \cdot a_q \cdot U_{ВХ}^q, \quad (2.21)$$

где $U_{ВХ}$ – значение сигнала на входе нелинейного звена; $U_{ВЫХ}$ – значение сигнала на выходе нелинейного звена; q – показатель степени; a_1 и a_q – постоянные коэффициенты; $\text{sign}(U_{ВХ} > 0) = +1$, $\text{sign}(U_{ВХ} < 0) = -1$, $\text{sign}(U_{ВХ} = 0) = 0$ – функция, определяющая знак второго слагаемого в выражении (2.21).

С целью упрощения дальнейших расчетов введем нормировку входных и выходных сигналов нелинейного звена, т.е. примем следующие условия:

- функция $U_{ВЫХ}(U_{ВХ})$ определена на интервале изменения аргумента $-1 \leq U_{ВХ} \leq 1$;
- значение функции на границах интервала изменения аргумента равно значению аргумента $U_{ВЫХ}(-1) = -1$ и $U_{ВЫХ}(1) = 1$.

Рассмотрим ситуацию, когда показатель степени $q = 3, 5, 7 \dots$ представляет собой целое положительное нечетное число больше единицы. В этом случае выражение (2.21) запишется как:

$$U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) = a_1 \cdot U_{\text{ВХ}} + a_q \cdot U_{\text{ВХ}}^q \quad (2.22)$$

Подставив в (2.22) значения функции ($U_{\text{ВЫХ}}$) и аргумента ($U_{\text{ВХ}}$), принимаемые ими на границах диапазона их изменения получим:

$$a_1 + a_q = 1 \quad (2.23)$$

или

$$a_1 = 1 - a_q \quad (2.24)$$

Запишем выражение для разности между передаточной характеристикой идеального линейного звена $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) = U_{\text{ВХ}}$ и характеристикой нелинейного звена

$$U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) = a_1 \cdot U_{\text{ВХ}} + a_q \cdot U_{\text{ВХ}}^q :$$

$$U_{\text{NL}}(U_{\text{ВХ}}) = U_{\text{ВХ}} - (a_1 \cdot U_{\text{ВХ}} + a_q \cdot U_{\text{ВХ}}^q), \quad (2.25)$$

или

$$U_{\text{NL}}(U_{\text{ВХ}}) = (1 - a_1) \cdot U_{\text{ВХ}} - a_q \cdot U_{\text{ВХ}}^q \quad (2.26)$$

Взяв производную от полученной разностной функции (2.26):

$$U_{\text{NL}}'(U_{\text{ВХ}}) = 1 - a_1 - q \cdot a_q \cdot U_{\text{ВХ}}^{q-1} \quad (2.27)$$

и приравнявая ее к нулю, найдем значение $U_{\text{ВХЭ}}$, при котором разностная функция будет иметь экстремум, равный по модулю задаваемой величине ΔNL :

$$1 - a_1 - q \cdot a_q \cdot U_{\text{ВХЭ}}^{q-1} = 0 \quad (2.28)$$

$$U_{\text{ВХЭ}} = \sqrt[q-1]{\frac{1 - a_1}{q \cdot a_q}} \quad (2.29)$$

Подставив в (2.29) выражение для a_1 (2.24), получим:

$$U_{BXЭ} = \sqrt[q-1]{\frac{1-(1-a_q)}{q \cdot a_q}} \quad (2.30)$$

и далее упростив (2.30) получим:

$$U_{BXЭ} = \sqrt[q-1]{\frac{1}{q}}. \quad (2.31)$$

Подставив в (2.26) значение аргумента $U_{BX} = U_{BXЭ}$, вычисленное для точки экстремума (2.31) и приравняв значение функции $U_{NL}(U_{BX})$ заданному значению ΔNL и с учетом (2.24) запишем систему уравнений:

$$\begin{cases} a_1 = 1 - a_q \\ (1 - a_1) \cdot \sqrt[q-1]{\frac{1}{q}} - a_q \cdot \sqrt[q-1]{\frac{1}{q}} = \Delta NL \end{cases} \quad (2.32)$$

Решив полученную систему уравнений находим коэффициенты a_q и a_1 :

$$(1 - 1 + a_q) \cdot \sqrt[q-1]{\frac{1}{q}} - a_q \cdot \sqrt[q-1]{\frac{1}{q}} = \Delta NL \quad (2.33)$$

$$a_q = \frac{q \cdot \sqrt[q-1]{q}}{q-1} \cdot \Delta NL \quad (2.34)$$

$$a_1 = 1 - \frac{q \cdot \sqrt[q-1]{q}}{q-1} \cdot \Delta NL \quad (2.35)$$

Рассмотрим передаточную характеристику нелинейного звена (2.21), когда показатель степени $q = 2, 4, 6 \dots$ моделирующей функции представляет собой целое четное положительное число. В этом случае передаточную характеристику нелинейного звена можно записать в виде двух функций:

$$\begin{cases} U_{БЫХ}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} - a_q \cdot U_{BX}^q; \text{ при } -1 \leq U_{BX} \leq 0 \\ U_{БЫХ}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} + a_q \cdot U_{BX}^q; \text{ при } 0 \leq U_{BX} \leq 1 \end{cases} \quad (2.36)$$

Так как в совокупности функции (2.36) представляют собой нечетную функцию симметричную относительно начала координат, то коэффициенты a_1 и a_q для этих функций должны быть одинаковыми. В этой ситуации достаточно рассмотреть одну из функций:

$$U_{ВЫХ}(U_{ВХ}) = a_1 \cdot U_{ВХ} + a_q \cdot U_{ВХ}^q \quad (2.37)$$

Выражение (2.37) абсолютно совпадает с выражением (2.22), поэтому формулы для расчета коэффициентов a_1 и a_q для функции, записываемой как (2.36) будут совпадать с формулами (2.34) и (2.35).

На рисунке 2.5 приведен результат моделирования работы нелинейного звена, описываемого симметричной степенной функцией с показателем $q = 3$. Для наглядной демонстрации искажения формы сигнала после прохождения его через нелинейное звено значение параметра ΔNL было задано на уровне 40% от полной шкалы изменения выходного сигнала $U_{ВЫХ}$.

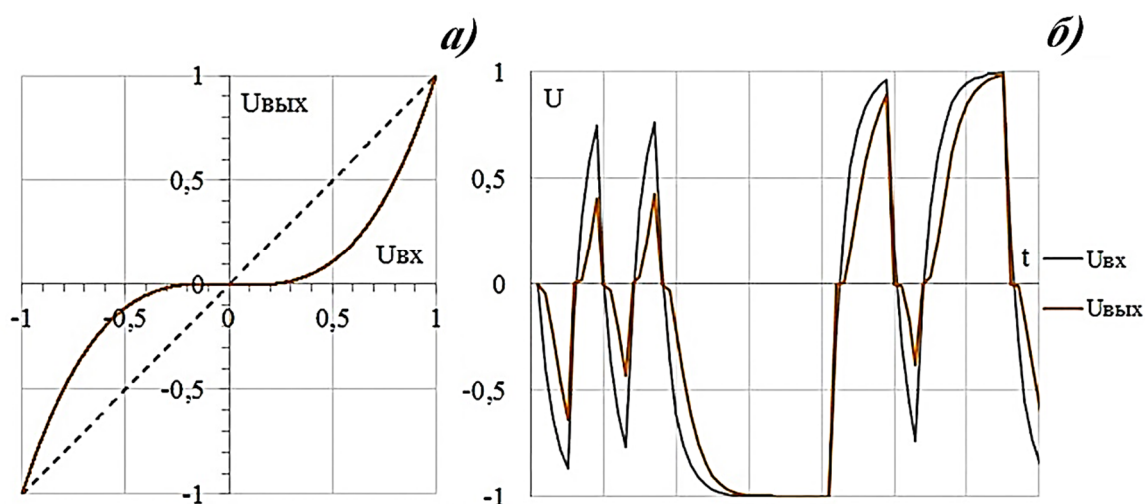


Рисунок 2.5 – Результаты моделирования работы нелинейного звена, описываемого симметричной степенной функцией с показателем $q = 3$:

- а) график передаточной характеристика нелинейного звена б) графики сигналов на входе ($U_{ВХ}$) и выходе ($U_{ВЫХ}$) нелинейного звена

Далее рассмотрим передаточную характеристику нелинейного звена, описываемую асимметричной степенной функцией, выражение для которой может быть представлено в следующем виде:

$$U_{ВЫХ}(U_{ВХ}) = -1 + b_1 \cdot (U_{ВХ} + 1) + b_q \cdot (U_{ВХ} + 1)^q, \quad (2.38)$$

где $U_{ВХ}$ – значение сигнала на входе нелинейного звена; $U_{ВЫХ}$ – значение сигнала на выходе нелинейного звена; q – показатель степени; b_1 и b_q – постоянные коэффициенты.

С целью упрощения дальнейших расчетов введем нормировку входных и выходных сигналов нелинейного звена, т.е. примем следующие условия:

- функция $U_{ВЫХ}(U_{ВХ})$ определена на интервале изменения аргумента $-1 \leq U_{ВХ} \leq 1$;
- значение функции на границах интервала изменения аргумента равно значению аргумента $U_{ВЫХ}(-1) = -1$ и $U_{ВЫХ}(1) = 1$.

Для упрощения расчетов перенесем функцию (2.38) в положительную область. Для этого введем новую систему координат:

$$\begin{cases} y = U_{ВЫХ} + 1 \\ x = U_{ВХ} + 1 \end{cases} \quad (2.39)$$

В новой системе координат функция 2.38 примет вид:

$$y(x) = b_1 \cdot x + b_q \cdot x^q \quad (2.40)$$

Для того, чтобы результат вычисления коэффициентов b_1 и b_q полностью соответствовал функции 2.38 необходимо изменить условия нормировки:

- функция $y(x)$ определена на интервале $0 \leq x \leq 2$;
- значение функции в граничных точках равно значению аргумента $y(0)=0$ и $y(2)=2$.

Подставив в (2.40) значения функции (y) и аргумента (x), принимаемые ими на границах диапазона их изменения получим:

$$b_1 \cdot 2 + b_q \cdot 2^q = 2 \quad (2.41)$$

или

$$b_1 = 1 - 2^{q-1} \cdot b_q \quad (2.42)$$

Запишем выражение для разности между передаточной характеристикой идеального линейного звена $y(x) = x$ и характеристикой нелинейного звена $y(x) = b_1 \cdot x + b_q \cdot x^q$:

$$y_{NL}(x) = (1 - b_1) \cdot x - b_q \cdot x^q \quad (2.43)$$

Взяв производную от полученной разностной функции (2.43):

$$y'_{NL}(x) = 1 - b_1 - q \cdot b_q \cdot x^{q-1} \quad (2.44)$$

и приравняв ее к нулю, найдем значение $x_{\mathcal{E}}$, при котором разностная функция будет иметь экстремум, равный по модулю задаваемой величине ΔNL :

$$1 - b_1 - q \cdot b_q \cdot x_{\mathcal{E}}^{q-1} = 0 \quad (2.45)$$

или

$$x_{\mathcal{E}} = \sqrt[q-1]{\frac{1-b_1}{q \cdot b_q}} \quad (2.46)$$

Подставив в (2.46) выражение для b_1 (2.42), получим:

$$x_{\mathcal{E}} = \sqrt[q-1]{\frac{1-(1-2^{q-1} \cdot b_q)}{q \cdot b_q}} \quad (2.47)$$

Упростив выражение (2.47) получим:

$$x_{\mathcal{E}} = \sqrt[q-1]{\frac{2^{q-1}}{q}} \quad (2.48)$$

или

$$x_{\mathcal{E}} = \frac{2}{\sqrt[q-1]{q}} \quad (2.49)$$

Подставив в (2.43) значение аргумента $x = x_{\mathcal{E}}$, вычисленное для точки экстремума (2.49) и приравняв значение функции $U_{NL}(U_{BX})$ заданному значению ΔNL и с учетом (2.42) запишем систему уравнений:

$$\begin{cases} b_1 = 1 - 2^{q-1} \cdot b_q \\ (1 - b_1) \cdot \frac{2}{\sqrt[q-1]{q}} - b_q \cdot \left(\frac{2}{\sqrt[q-1]{q}}\right)^q = \Delta NL \end{cases} \quad (2.50)$$

Решив систему уравнений находим коэффициенты b_1 и b_q :

$$(1 - (1 - 2^{q-1} \cdot b_q)) \cdot \frac{2}{\sqrt[q-1]{q}} - b_q \cdot \left(\frac{2}{\sqrt[q-1]{q}}\right)^q = \Delta NL \quad (2.51)$$

$$b_q = \frac{q \cdot q^{-1} \sqrt[q]{q}}{2^q \cdot (q-1)} \cdot \Delta NL \quad (2.52)$$

$$b_1 = 1 - \frac{q \cdot q^{-1} \sqrt[q]{q}}{2 \cdot (q-1)} \cdot \Delta NL \quad (2.53)$$

На рисунке 2.6 приведен результат моделирования работы нелинейного звена, описываемого асимметричной степенной функцией с показателем $q = 2$. Для наглядной демонстрации искажения формы сигнала после прохождения его через нелинейное звено значение параметра ΔNL было задано на уровне 40% от полной шкалы изменения выходного сигнала $U_{ВЫХ}$.

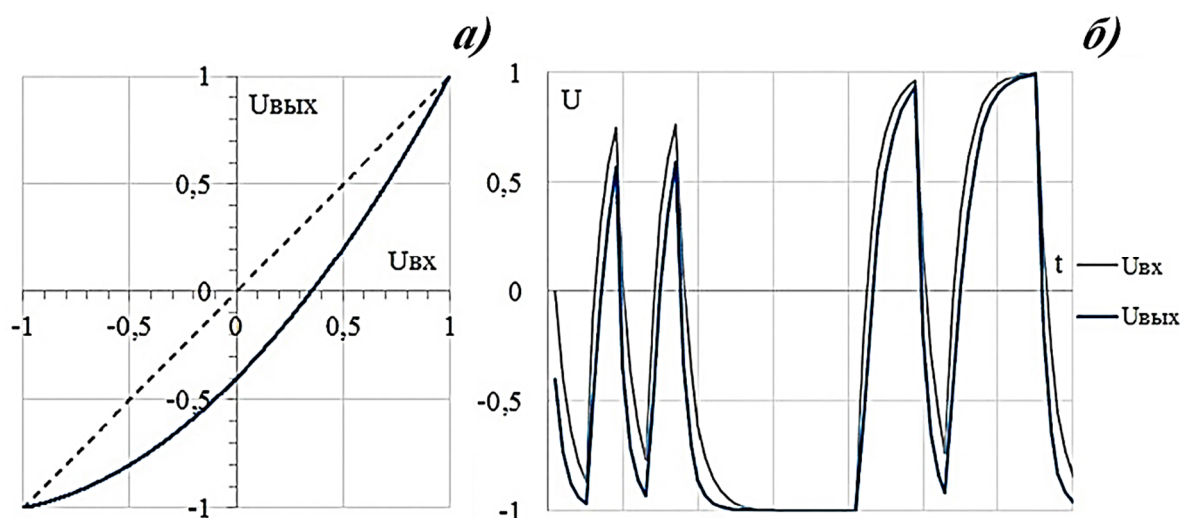


Рисунок 2.6 – Результаты моделирования работы нелинейного звена, описываемого асимметричной степенной функцией с показателем $q = 2$:

а) график передаточной характеристика нелинейного звена б) графики сигналов на входе ($U_{ВХ}$) и выходе ($U_{ВЫХ}$) нелинейного звена

Для исследования влияния выше рассмотренных нелинейностей на структурную помеху был разработан потоковый алгоритм, позволяющий автоматизировать процесс вычисления зависимости соотношения сигнал/помеха ($A_C/A_{П}$) от параметра ΔNL . Под соотношением сигнал/помеха понимается отношение амплитуды максимального пика ВКФ между зондирующей М-последовательностью и моделью отклика среды на эту последовательность к размаху (пик/пик) структурной помехи. Для вычисления каждой точки результирующего графика зависимости соотношения сигнал/помеха ($A_C/A_{П}$) от параметра ΔNL выполнялась следующая

последовательность операций:

- генерировалась последовательность зондирующих импульсов с амплитудой ± 1 в виде периодически повторяющейся 11-разрядной M-последовательности с длительностью минимальных импульсов равной n_{\min} ;
- вычислялся отклик среды с постоянной времени τ_{CP} на зондирующую последовательность;
- вычислялся выходной сигнал нелинейного звена с передаточной характеристикой в виде степенной функции с показателем степени q и параметром ΔNL при подаче на вход сигнала отклика среды;
- выполнялась корреляционная обработка сигнала с выхода нелинейного звена с последующим накоплением;
- вычислялась амплитуда максимального пика ВКФ (A_C) и размах (пик/пик) структурной помехи (A_{II}).

В результате были построены зависимости соотношения сигнал/помеха (A_C/A_{II}) от параметра ΔNL для симметричных и ассиметричных передаточных характеристик, выраженных степенными функциями с показателем степени q при разных постоянных времени модели отклика среды τ_{CP} . Значение ΔNL во всех случаях менялось от 0,001 до 0,1. Постоянная времени среды задавалась равной 0,5; 1,0; 2,0; 4,0 дискрет времени. Для сохранения неизменным диапазона сигнала отклика среды пропорционально с увеличением постоянной времени среды увеличивалась длительность минимальных импульсов в M-последовательности, что эквивалентно увеличению частоты дискретизации сигнала в АЦП. Показатель степени функции, описывающей передаточную характеристику нелинейного звена был ограничен значениями $q \leq 6$.

На рисунках 2.7 – 2.8 представлены результаты моделирования. Так как амплитуда максимального сигнала после корреляции оставалась неизменной, то соотношение сигнал/помеха отражает динамический диапазон регистрируемого сигнала. На рисунках 2.7 – 2.8 ось ΔNL показана в логарифмическом масштабе.

Проведенные исследования показали, что любые статические нелинейности в измерительном тракте являются причиной появления структурных помех. Зависимость отношения сигнал/помеха от параметра нелинейности ΔNL , при неизменности других параметров (τ_{CP} , n_{\min} , q), представляет собой функцию вида:

$$A_C / A_{II}(\Delta NL) = k \cdot \Delta NL^{-1} \quad (2.54)$$

где k – постоянный коэффициент, зависящий от других параметров (τ_{CP} , n_{\min} , q).

Из графиков, приведенных на рисунках 2.7 – 2.8 видно, что при прочих равных условиях,

соотношение сигнал/помеха для нелинейного звена с асимметричной передаточной характеристикой во много раз меньше соотношения сигнал/помеха для нелинейного звена с симметричной характеристикой. Это означает, что соотношение сигнал/помеха зависит не только от параметра нелинейности (ΔNL), но и от формы передаточной характеристики нелинейного звена. Если переходить к реальным аналогово-цифровым преобразователям согласно графиков, представленных на рисунках 2.7 – 2.8 видно, что при нелинейности 0,1% от максимальной амплитуды сигнала и при размахе структурной помехи не превышающем единицы младшего разряда АЦП для симметричной нелинейности динамический диапазон выходного сигнала эквивалентен шкале 16-18 разрядного АЦП, а в случае асимметричной нелинейности шкале 11-13 разрядного АЦП.

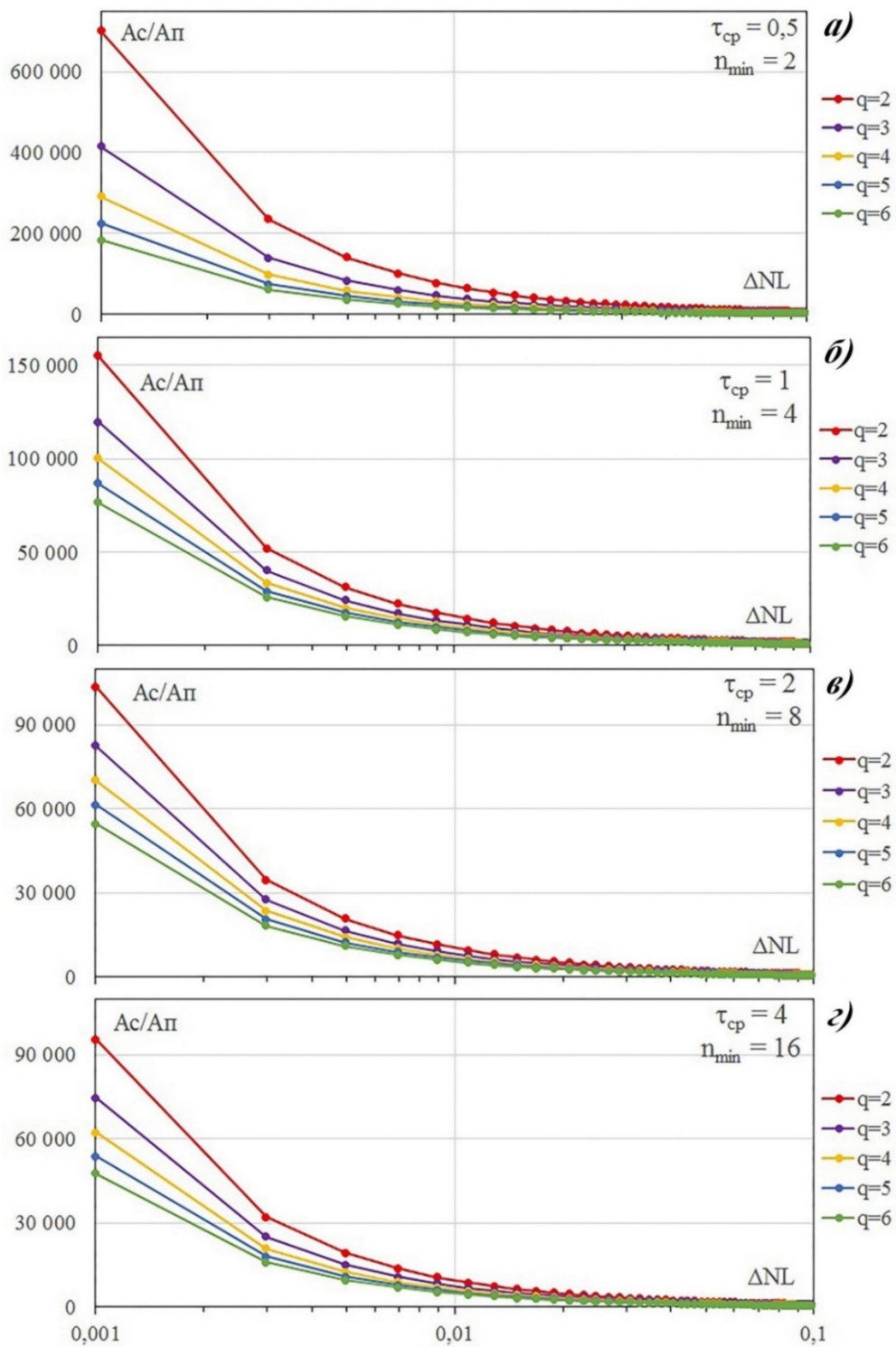


Рисунок 2.7 – Графики зависимости соотношения сигнал/помеха ($A_c/A_{\text{п}}$) от параметра ΔNL для нелинейного звена с симметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q при разных постоянных времени отклика среды: а) $\tau_{\text{ср}} = 0,5$; б) $\tau_{\text{ср}} = 1$; в) $\tau_{\text{ср}} = 2$; г) $\tau_{\text{ср}} = 4$

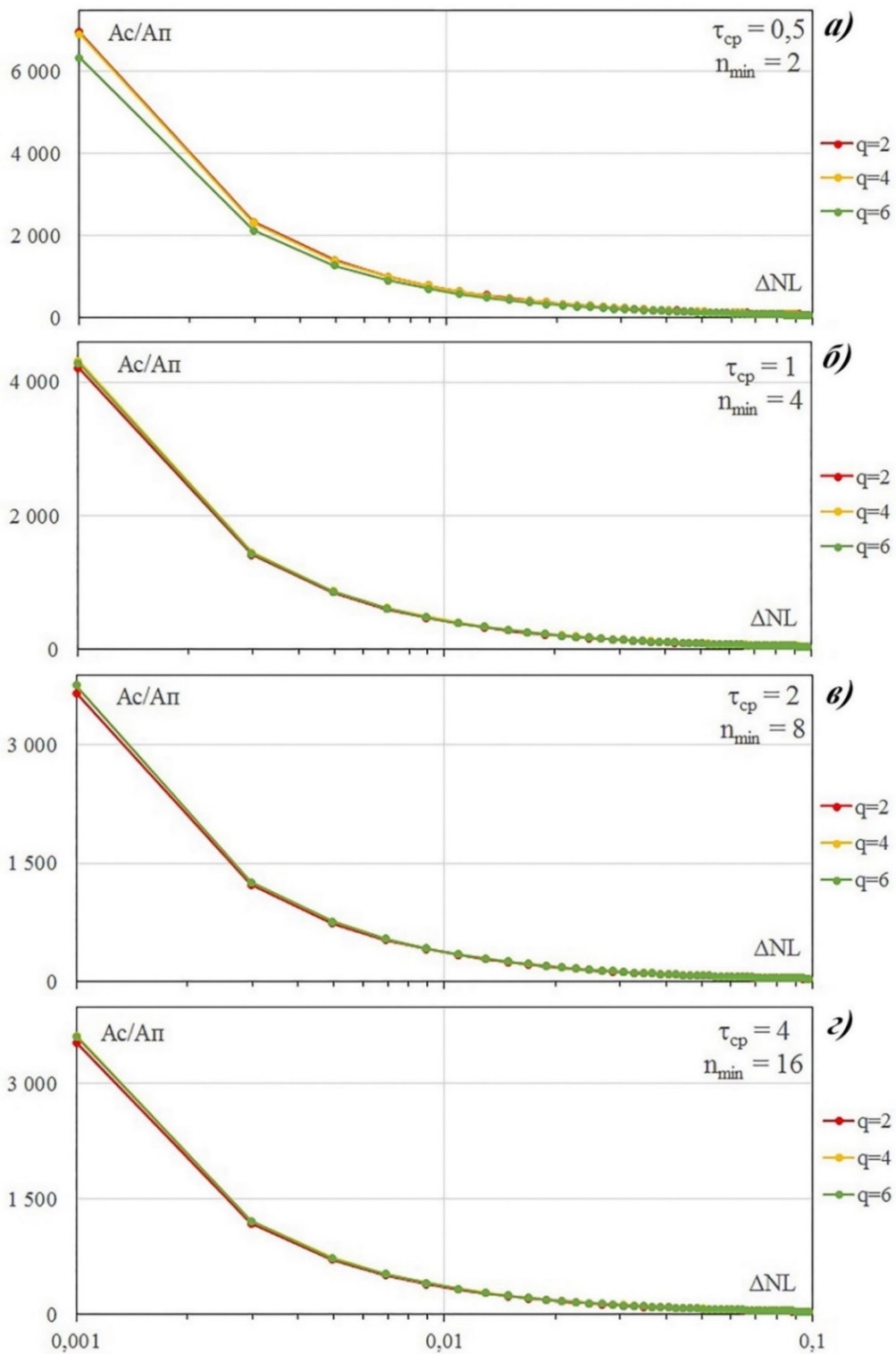


Рисунок 2.8 – Графики зависимости соотношения сигнал/помеха (A_c/A_n) от параметра ΔNL для нелинейного звена с асимметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q при разных постоянных времени отклика среды: а) $\tau_{CP} = 0,5$; б) $\tau_{CP} = 1$; в) $\tau_{CP} = 2$; г) $\tau_{CP} = 4$

Для изучения зависимости структурной помехи от постоянной времени среды при наличии в измерительном канале нелинейного звена были построены графики зависимости отношения сигнал/помеха от постоянной времени среды для двух граничных значений нелинейности ($\Delta NL = 0,001$ и $\Delta NL = 0,09802$) при симметричной (рисунок 2.9) и асимметричной (рисунок 2.10) передаточных характеристиках нелинейного звена, выраженной степенными функциями с показателем степени q .

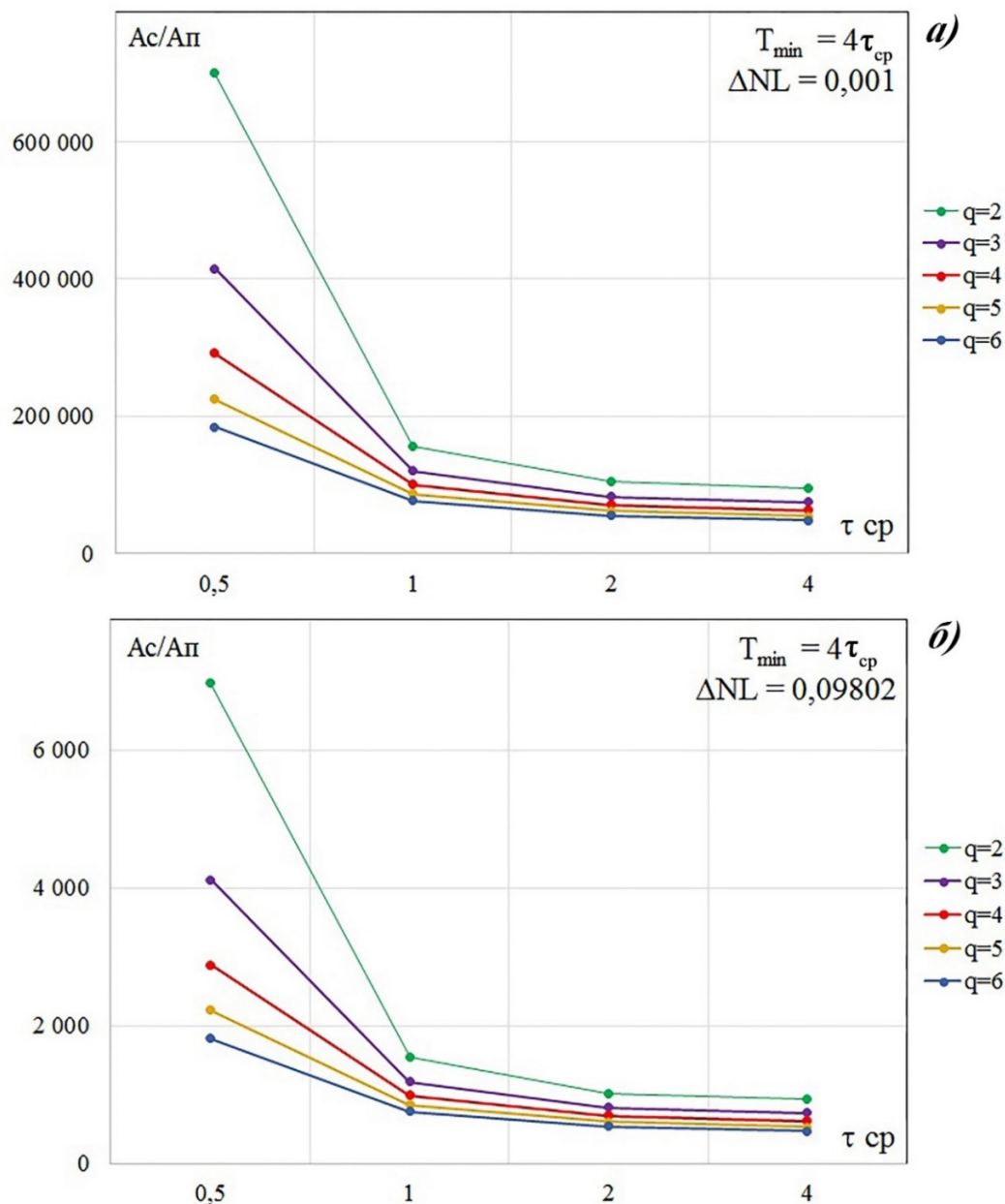


Рисунок 2.9 – Графики зависимости отношения сигнал/помеха ($A_c/A_{\text{п}}$) от постоянной времени модели отклика среды ($\tau_{\text{ср}}$) для нелинейного звена с симметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q для двух значений нелинейности: а) $\Delta NL = 0,001$; б) $\Delta NL = 0,09802$

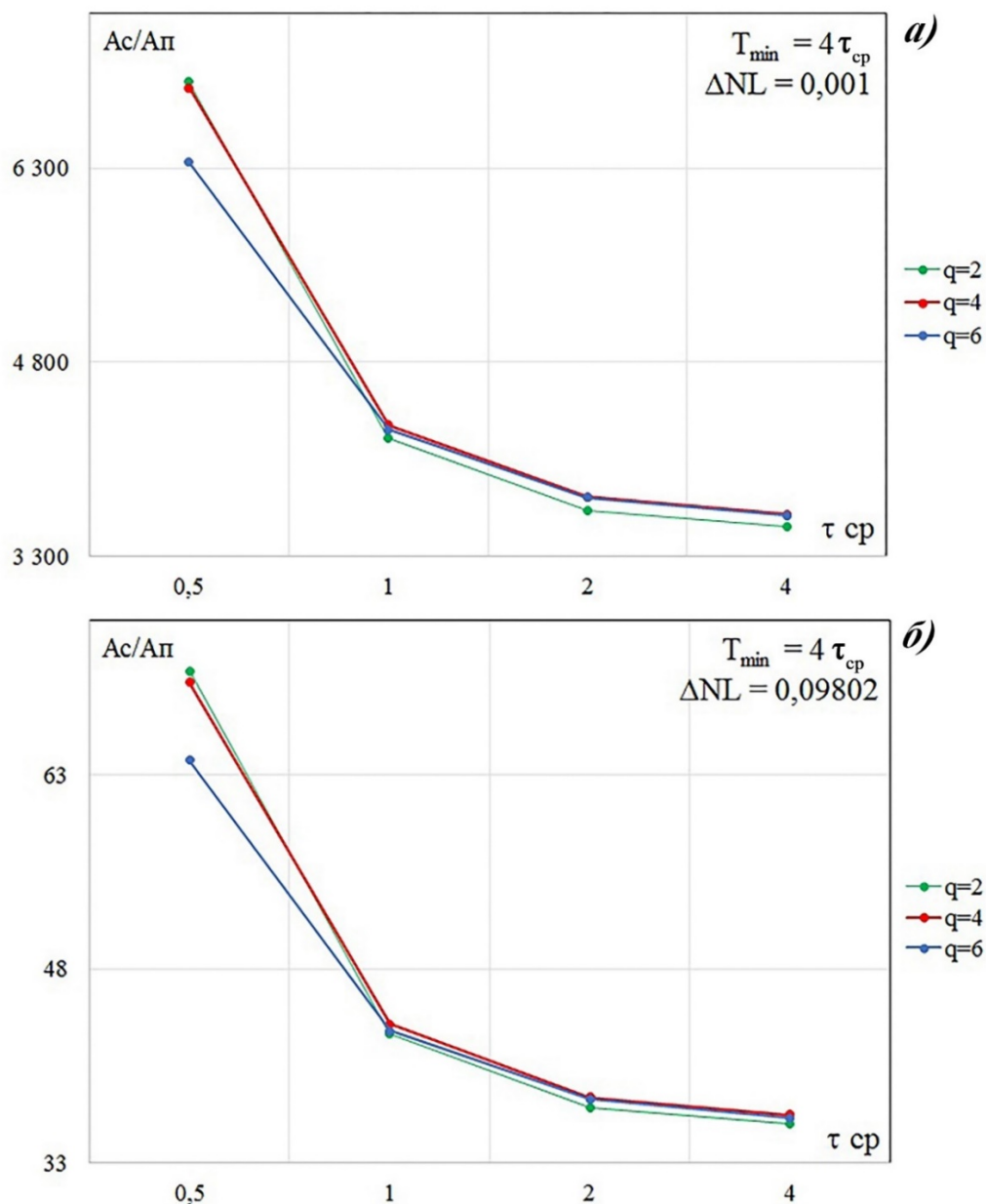


Рисунок 2.10 – Графики зависимости отношения сигнал/помеха ($A_c/A_{п}$) от постоянной времени модели отклика среды ($\tau_{ср}$) для нелинейного звена с асимметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q для двух значений нелинейности: а) $\Delta NL = 0,001$; б) $\Delta NL = 0,09802$

Графики на рисунках 2.9 – 2.10 показывают, что зависимость отношения сигнал/помеха от постоянной времени среды имеет четко выраженный спадающий характер. Причем скорость спада по мере увеличения увеличения постоянной времени среды быстро уменьшается. Для нелинейности выраженной асимметричной функцией (рис. 2.10) изменения отношения сигнал/помеха имеют более плавный характер.

Так как в экспериментах, изменение постоянной времени среды сопровождалось кратным

увеличением длительности минимального импульса в М-последовательности, что эквивалентно изменению частоты дискретизации в реальной измерительной системе можно сделать вывод о том, что при увеличении частоты дискретизации влияние нелинейности на измеряемый сигнал возрастает.

Для оценки влияния нелинейностей вида “зона нечувствительности”, характерных для аналоговых схем, на “структурную” помеху была реализована соответствующая математическая модель нелинейного звена. График передаточной функции такого звена представлен на рисунке 2.11.

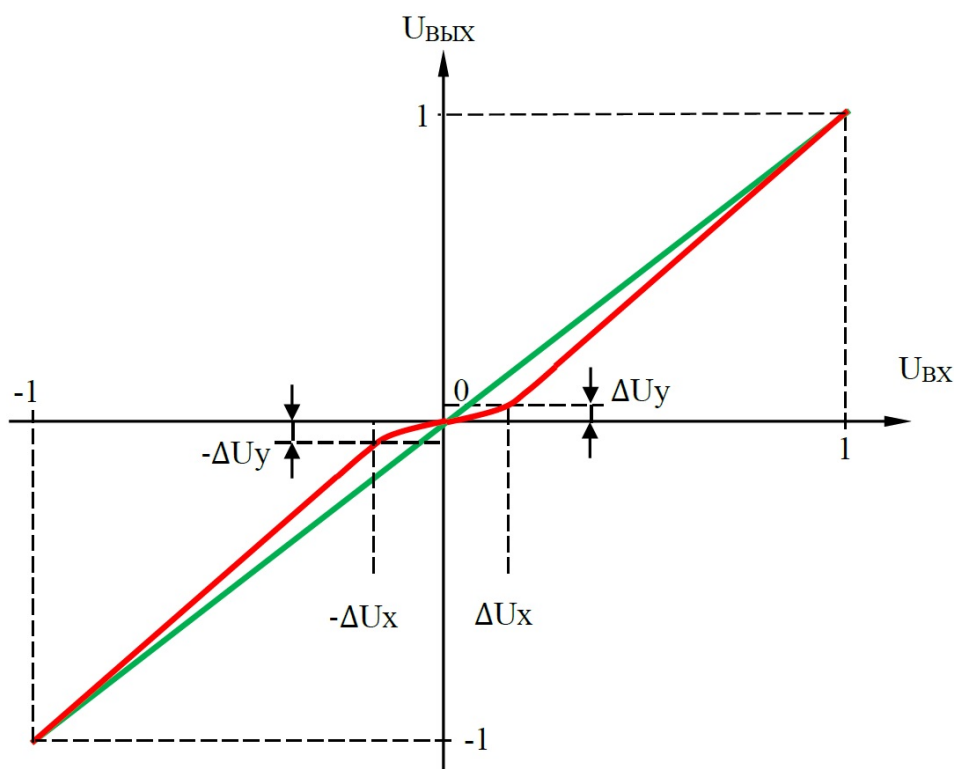


Рисунок 2.11 – График передаточной функции для нелинейности типа “зона нечувствительности” (красная линия) где: $[-\Delta U_x, \Delta U_x]$ - зона нечувствительности; $-\Delta U_y, \Delta U_y$ – значения передаточной функции на границах зоны нечувствительности

Аппроксимация передаточной характеристики выполнялась тремя функциями. Зона нечувствительности $[-\Delta U_x, \Delta U_x]$ аппроксимировалась степенной функцией (2.21). Так как в (2.21) степенная функция определялась на интервале $[-1, 1]$, то было выполнено ее масштабирование в область зоны нечувствительности:

$$U_{ВВХ}(U_{BX}) = \left(a_1 \cdot \frac{U_{BX}}{\Delta U_x}\right) + (\text{sign}(U_{BX})^{q-1} \cdot \left(a_q \cdot \left(\frac{U_{BX}}{\Delta U_x}\right)^q\right)) \cdot \Delta U_x, \quad (2.55)$$

где ΔU_x - масштабирующий коэффициент. Коэффициенты a_1 и a_q вычислялись по формулам (2.35) и (2.34) соответственно. При данных коэффициентах передаточная функция на границе зоны нечувствительности будет равна значению аргумента. Для уменьшения диапазона изменения передаточной функции в зоне нечувствительности был введен масштабирующий коэффициент 3. В этом случае передаточная функция на границах зоны нечувствительности будет принимать значения:

$$U_{\text{ВЫХ}}(\Delta U_x) = \frac{\Delta U_x}{3} = \Delta U_y, \quad U_{\text{ВЫХ}}(-\Delta U_x) = \frac{-\Delta U_x}{3} = -\Delta U_y \quad (2.56)$$

В результате функция (2.55) примет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) = \left(a_1 \cdot \frac{U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_x} \right) + (\text{sign}(U_{\text{ВХ}}))^{q-1} \cdot \left(a_q \cdot \left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_x} \right)^q \right) \cdot \frac{\Delta U_x}{3} \quad (2.57)$$

На линейных участках передаточная характеристика аппроксимировалась прямыми, проходящими через точки с координатами (-1,-1) и (- ΔU_x , - ΔU_y) в отрицательной области и точками с координатами (1,1) и (ΔU_x , ΔU_y) в положительной области. Всю передаточную функцию для нелинейности типа “зона нечувствительности” можно записать в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) = \frac{(U_{\text{ВХ}} + \Delta U_x) \cdot (-1 + \Delta U_y)}{(-1 + \Delta U_x)} - \Delta U_y, & U_{\text{ВХ}} \in [-1, -\Delta U_x] \\ U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) = \left(a_1 \cdot \frac{U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_x} \right) + (\text{sign}(U_{\text{ВХ}}))^{q-1} \cdot \left(a_q \cdot \left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_x} \right)^q \right) \cdot \frac{\Delta U_x}{3}, & U_{\text{ВХ}} \in [-\Delta U_x, \Delta U_x] \\ U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) = \frac{(U_{\text{ВХ}} - \Delta U_x) \cdot (1 - \Delta U_y)}{(1 - \Delta U_x)} + \Delta U_y, & U_{\text{ВХ}} \in [\Delta U, 1] \end{cases} \quad (2.58)$$

Такая передаточная функция будет иметь максимум отклонения от линейного закона на границах зоны нечувствительности. Максимальное значение нелинейности ΔNL для данной функции можно вычислить по формуле:

$$\Delta NL = \Delta U_x - \frac{\Delta U_x}{3} = \Delta U_x - \Delta U_y \quad (2.59)$$

В процессе моделирования было замечено, что импульсы структурной помехи, вызванные нелинейностью вида “зона нечувствительности” имеет четко выраженный колебательный характер. На рисунке 2.12 приведен график одного импульса структурной помехи полученной для зоны нечувствительности $\pm 0,00014$.

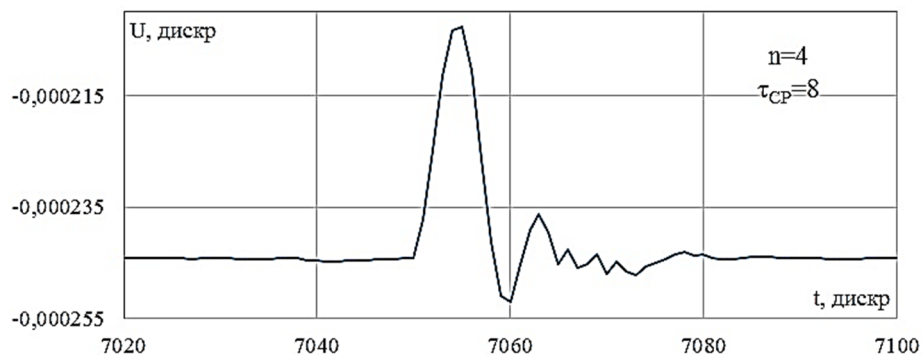


Рисунок 2.12 – График импульса структурной помехи, полученный при прохождении сигнала отклика среды через нелинейное звено вида “зона нечувствительности”

Для сравнения результатов моделирования с результатами лабораторных экспериментов данный тип нелинейности был исследован по методике, приведенной в главе 1 настоящего отчета. Длительность минимального импульса M-последовательности T_{\min} при моделировании выбиралась равной $0,5 \cdot \tau_{\text{ср}}$ как и в лабораторном эксперименте. Зона нечувствительности ($\pm \Delta U_x$) выбиралась таким образом, чтобы при максимальной амплитуде сигнала отклика среды обеспечивалось соотношение сигнал/помеха на уровне 5900-6500, соответствующее результатам лабораторных экспериментов. Амплитуда подаваемого на вход сигнала изменялся в диапазоне от 0,1 до 1,0 с шагом 0,05. График зависимости соотношения сигнал/помеха от изменения амплитуды сигнала отклика среды подаваемого на вход нелинейного звена приведен на рисунке 2.13.

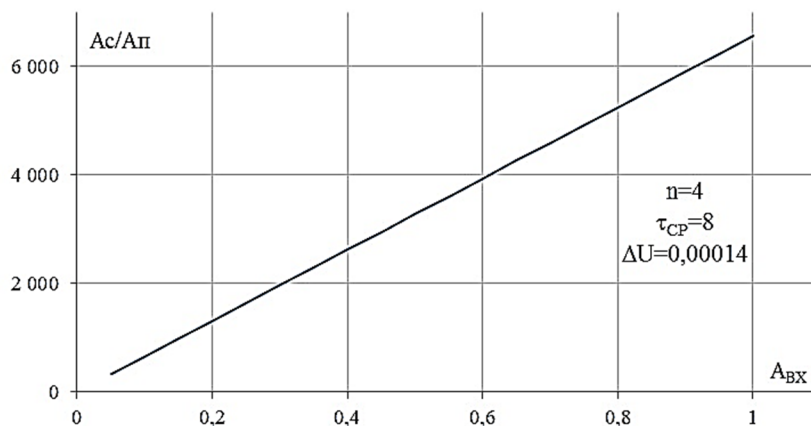


Рисунок 2.13 – График зависимости соотношения сигнал/помеха (A_c/A_n) от амплитуды сигнала отклика среды для нелинейности типа “зона нечувствительности”

Из графика (рис. 2.13) видно, что при уменьшении амплитуды входного сигнала соотношение сигнал/помеха уменьшается почти по линейному закону. График имеет спадающий характер, как и в лабораторном эксперименте, но полного совпадения нет. Это свидетельствует о том, что нелинейность вида “зона нечувствительности” не является единственной причиной появления структурных помех.

Возникло предположение о возможном влиянии интегральной нелинейности АЦП на структурную помеху. Для проверки этой гипотезы была реализована математическая модель нелинейного звена, имитирующая интегральную нелинейность АЦП. В связи с особенностью схемной реализации применяемых микросхем АЦП, передаточную характеристику АЦП можно представить в виде ассиметричной степенной функции, вычисляемой по формуле (2.38). Длительность минимального импульса М-последовательности T_{\min} при моделировании выбиралась равной $0,5 \cdot \tau_{\text{ср}}$ как и в лабораторном эксперименте. Параметр нелинейности ΔNL выбирался таким образом, чтобы при максимальной амплитуде сигнала отклика среды обеспечивалось соотношение сигнал/помеха на уровне 5900-6500, соответствующее результатам лабораторных экспериментов. Амплитуда подаваемого на вход сигнала изменялся в диапазоне от 0,1 до 1,0 с шагом 0,05. График зависимости соотношения сигнал/помеха от изменения амплитуды сигнала отклика среды, подаваемого на вход нелинейного звена, приведен на рисунке 2.14.

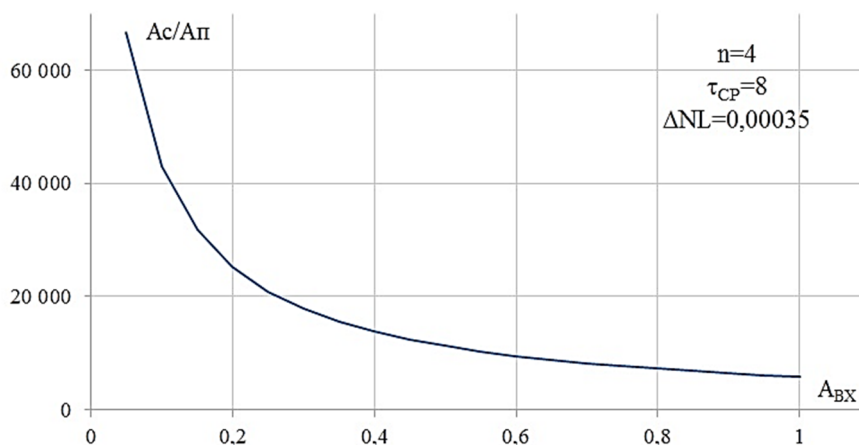


Рисунок 2.14 – График зависимости соотношения сигнал/помеха (A_c/A_p) от амплитуды сигнала отклика среды для нелинейного звена, имитирующего интегральную нелинейность АЦП

Из графика, приведенного на рисунке 2.14 видно, что для данного типа нелинейности характерно увеличение соотношения сигнал/помеха при уменьшении амплитуды входного сигнала, что прямо противоположно результатам, полученным в лабораторном эксперименте.

Так как в реальной измерительной аппаратуре присутствуют нелинейности обоих видов, был

проведен эксперимент, оценивающий суммарное влияние данных типов нелинейности на структурную помеху. В этом эксперименте сигнал отклика среды последовательно проходил через оба нелинейных звена. Результат моделирования представлен на рисунке 2.15.

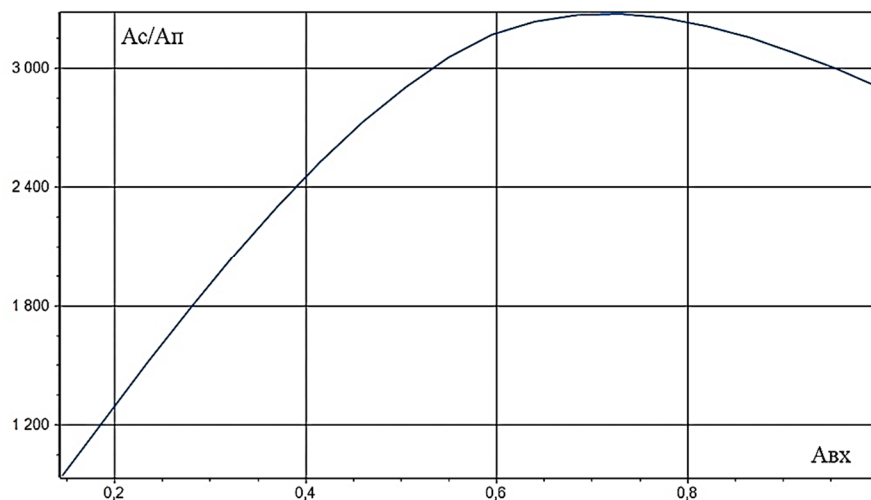


Рисунок 2.15 – График зависимости отношения сигнал/помеха ($A_c/A_{п}$) от амплитуды сигнала отклика среды при последовательном включении нелинейных звеньев вида “зона нечувствительности” и интегральной нелинейности АЦП

На графике 2.15 прослеживается сходство характера изменения отношения сигнал/помеха соответствующего результатам лабораторного эксперимента. Таким образом можно говорить о том, что в измерительном комплексе ЭРК ШПС рассмотренные выше нелинейности могут являться источниками структурных помех.

2.4 Моделирование пролезающих цифровых сигналов, как источника появления “структурных” помех

С целью оценки влияния помех, возникающих в измерительном тракте ЭРК ШПС от работы цифровых схем на появляющиеся после корреляционной обработки сигналов “структурные” помехи была разработана модель, представляющая пролезающие цифровые помехи как результат прохождения управляющих цифровых сигналов формирователя М-последовательности через паразитную дифференцирующую RC-цепь. Цифровой сигнал представлен в виде импульсов трапецеидальной формы, имеющих разные по длительности фронт и спад. На рисунке 2.16 приведены временные диаграммы цифрового сигнала и вызываемой им помехи.

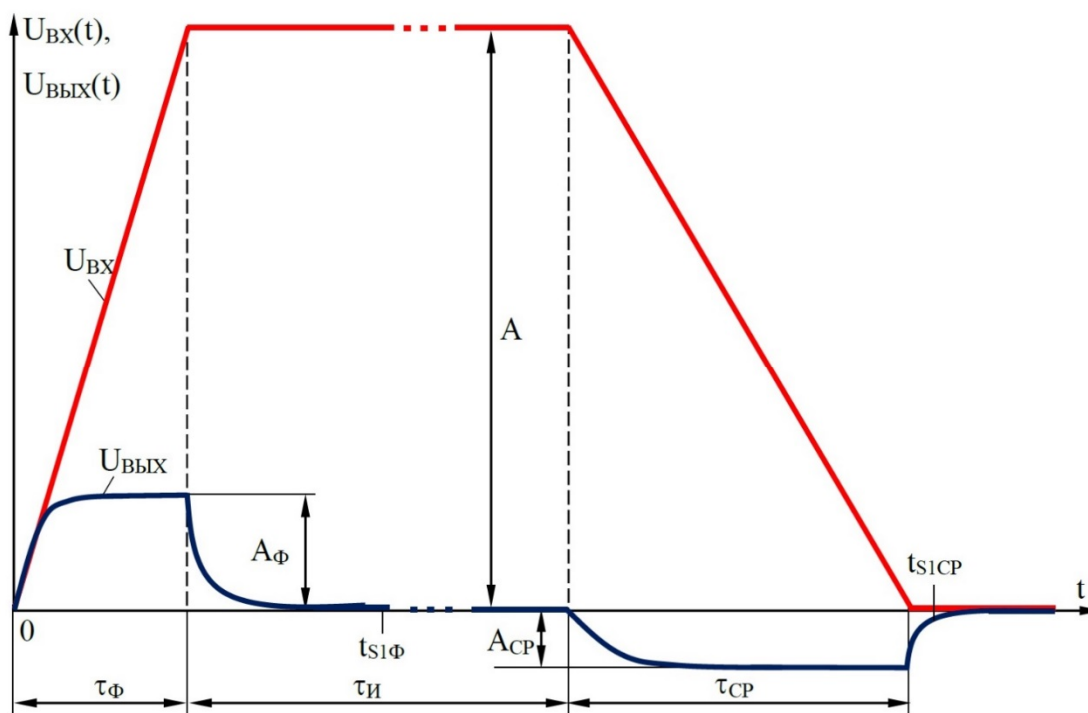


Рисунок 2.16 – Временная диаграмма модели помехи (синяя линия) вызванной пролезанием через паразитную дифференцирующую RC - цепь цифрового сигнала (красная линия):

$U_{ВХ}$ – цифровой сигнал, поступающий на вход паразитной дифференцирующей RC - цепи; $U_{ВЫХ}$ – сигнал на выходе паразитной дифференцирующей RC - цепи; A – амплитуда цифрового сигнала; A_{Φ} – амплитуда на выходе RC-цепи в конце фронта нарастания цифрового сигнала; A_{CP} – амплитуда на выходе RC – цепи в конце спада цифрового сигнала; τ_{Φ} – длительность фронта цифрового сигнала; τ_{CP} – длительность спада цифрового сигнала; $\tau_{И}$ – длительность импульса цифрового сигнала; $t_{s1\Phi}$ – время начала первой выборки, отсчитываемое от начала фронта цифрового сигнала; t_{s1CP} – время начала первой выборки, отсчитываемое от начала спада цифрового сигнала.

Рассмотрим работу алгоритма вычисления цифровой пролезающей помехи. Как видно из рисунка 2.16 пролезающая помеха представляет собой реакцию дифференцирующей RC-цепи на трапецеидальный импульс с разными длительностями фронта и спада. Переходная характеристика RC-цепи записывается в виде:

$$h(t) = e^{-\frac{t}{\tau_{RC}}}, \quad (2.60)$$

где τ_{RC} – постоянная времени дифференцирующей RC-цепи. На интервале нарастания и спада цифровой сигнал ($U_{ВХ}$) можно записать в виде:

$$U_{BX}(t) = \begin{cases} t \cdot \frac{A}{\tau_{\phi}}, & t \in [0, \tau_{\phi}] \\ t \cdot \frac{-A}{\tau_{CP}}, & t \in [\tau_{\phi}, \tau_{CP}] \end{cases}, \quad (2.61)$$

где A – амплитуда цифрового сигнала; τ_{ϕ} – длительность фронта цифрового сигнала; τ_{CP} – длительность спада цифрового сигнала.

Для вычисления уровня помехи (A_{ϕ}) на выходе RC-цепи в момент окончания фронта цифрового сигнала воспользуемся формулой:

$$A_{\phi} = \int_0^{\tau_{\phi}} U'_{BX}(\tau) \cdot h(\tau_{\phi} - \tau) d\tau \quad (2.62)$$

Уровень помехи на выходе RC-цепи в момент окончания спада цифрового сигнала (A_{CP}) вычислим по формуле:

$$A_{CP} = \int_0^{\tau_{CP}} U'_{BX}(\tau) \cdot h(\tau_{CP} - \tau) d\tau \quad (2.63)$$

Вычислив интегралы (2.62) и (2.63) получим:

$$A_{\phi} = -\frac{(\tau_{RC} \cdot A \cdot (e^{-\frac{\tau_{\phi}}{\tau_{RC}}} - 1))}{\tau_{\phi}} \quad (2.64)$$

$$A_{CP} = \frac{(\tau_{RC} \cdot A \cdot (e^{-\frac{\tau_{CP}}{\tau_{RC}}} - 1))}{\tau_{CP}} \quad (2.65)$$

Измерительная аппаратура сконструирована таким образом, что моменты выборок сигнала в АЦП находятся за пределами фронта и спада цифрового сигнала. Все выборки сигнала выполняются на интервале τ_H (рис. 2.16). На данном интервале сигнал на выходе RC-цепи можно записать следующим образом:

$$U_{ВЫХ}(t) = \begin{cases} A_{\phi} \cdot e^{-\frac{t-\tau_{\phi}}{\tau_{RC}}}, & t \in [\tau_{\phi}, \tau_{\phi} + \tau_H] \\ A_{CP} \cdot e^{-\frac{t-\tau_{CP}}{\tau_{RC}}}, & t \in [\tau_{CP}, \tau_{CP} + \tau_H] \end{cases}. \quad (2.66)$$

Сигнал отклика среды на зондирующую М-последовательность, осложненный пролезающей помехой, вычисляется как сумма сигнала отклика среды с сигналом пролезающей помехи (2.66). Из формулы (2.66) видно, что амплитуда пролезающей цифровой помехи зависит от двух параметров: длительности фронта (спада) цифрового сигнала и постоянной времени RC-цепи. Рассмотрим влияние этих параметров на “структурную” помеху. Все временные параметры в модели задаются в дискретах времени. Для перехода к реальным физическим параметрам период дискретизации сигнала принят равным 18,3105 мкс, что соответствует периоду дискретизации сигналов в измерительном комплексе ЭРК ШПС. Максимальный уровень сигнала на входе модели прием равным ± 1 . С учетом того, что амплитуда цифрового сигнала составляет примерно четвертую часть от шкалы АЦП, применяющегося в ЭРК ШПС, амплитуда цифрового управляющего сигнала А принята равной 0,5. Для лучшего прописывания сигнала использовались следующие значения параметров отклика среды на зондирующую М-последовательность: длительность минимального импульса М-последовательности равнялась четырем постоянным времени отклика среды; разрядность М-последовательности равнялась 11; число накоплений ВКФ равнялось 12.

Для оценки влияния длительности фронта цифрового сигнала на структурную помеху вычислялась зависимость соотношения сигнал/помеха (A_c/A_n) от длительности фронта цифрового сигнала при фиксированных значениях длительности спада цифрового сигнала и постоянной времени RC-цепи. Под соотношением сигнал/помеха понимается отношение амплитуды максимального пика ВКФ между зондирующей М-последовательностью и моделью отклика среды на эту последовательность к размаху (пик/пик) структурной помехи. Длительность фронта цифрового сигнала менялась в интервале от 0,000546 до 0,0546, что при выбранном периоде дискретизации соответствует интервалу от 10 нс до 1 мкс. Длительность спада цифрового сигнала принималась равной 0,00273, что соответствует 50 нс. Постоянная времени RC-цепи принималась равной 0,1 (примерно 1,8 мкс). На рисунке 2.17 приведены результирующие графики зависимости амплитуды структурной помехи (A_n) и соотношения сигнал/помеха (A_c/A_n) от длительности фронта (τ_f) цифрового сигнала.

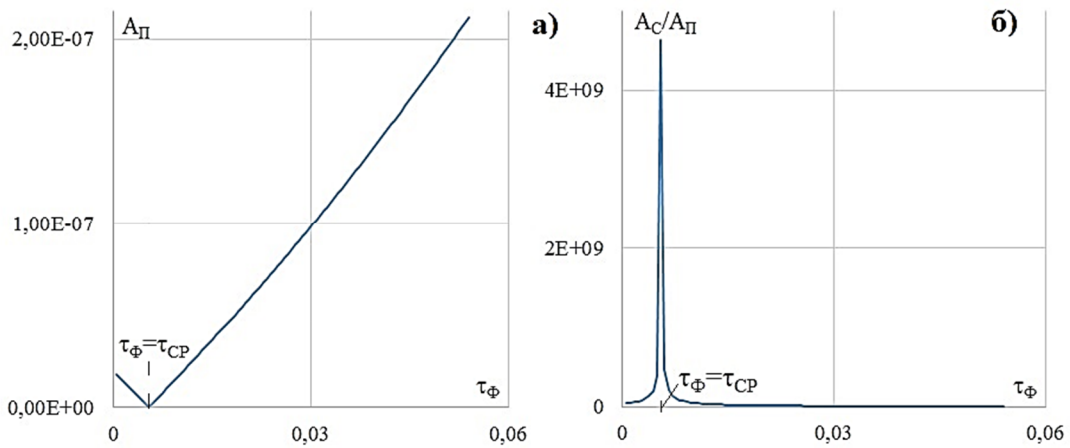


Рисунок 2.17 – Графики зависимости амплитуды структурной помехи (A_{Π}) - а) и соотношения сигнал/помеха (A_C/A_{Π}) – б) от длительности фронта (τ_{Φ}) цифрового сигнала

Согласно рис. 2.17 увеличение разницы между длительностью фронта и спада цифрового сигнала приводит к росту амплитуды структурной помехи и уменьшению соотношения сигнал/помеха. При равенстве длительностей фронта и спада цифрового сигнала амплитуда структурной помехи стремится к нулю, то есть положительная и отрицательная части пролезающей помехи полностью компенсируют друг друга. Этот факт подтверждает результаты моделирования, полученные в 2014 году.

Для изучения зависимости амплитуды структурной помехи от амплитуды пролезающей помехи введем параметр, показывающий разницу по модулю между отрицательной и положительной амплитудами пролезающей помехи:

$$A_{\text{ЦП}} = \left| |A_{\Phi}| - |A_{\text{CP}}| \right| \quad (2.67)$$

Параметр $A_{\text{ЦП}}$ рассматривался при изменяющейся длительности фронта цифрового сигнала и фиксированных длительности среза цифрового сигнала и постоянной времени RC-цепи. Длительность фронта цифрового сигнала менялась в интервале от 0,000546 до 0,0546, что соответствует интервалу от 10 нс до 1 мкс. Длительность спада цифрового сигнала принималась равной 0,00273, что соответствует 50 нс. Постоянная времени RC-цепи принималась равной 0,1 (примерно 1,8 мкс). На рисунке 2.18 приведены графики зависимости амплитуды структурной помехи и соотношения сигнал/ помеха от параметра $A_{\text{ЦП}}$. Из рисунка 2.18 видно, что увеличение значения параметра $A_{\text{ЦП}}$ приводит к росту амплитуды структурной помехи и уменьшению

соотношения сигнал/помеха, при этом, зависимость амплитуды структурной помехи от изменения параметра $A_{ЦП}$ почти линейна.

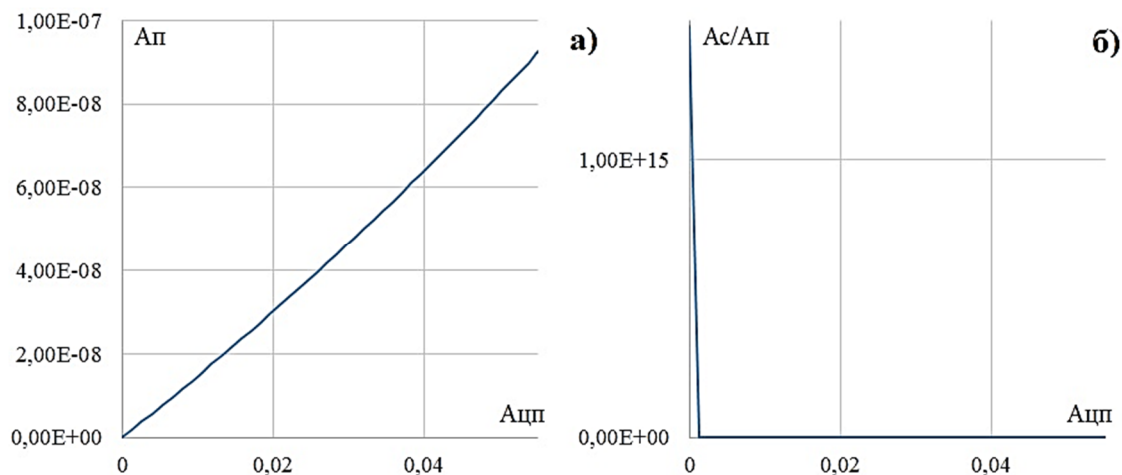


Рисунок 2.18 – Графики зависимости амплитуды структурной помехи ($A_{П}$) - а) и соотношения сигнал/помеха ($A_{С}/A_{П}$) – б) от параметра $A_{ЦП}$ при изменении длительности фронта ($\tau_{ф}$) цифрового сигнала

Для оценки влияния постоянной времени RC-цепи на структурную помеху ее значение менялось в интервале от 0,001 до 1, что при выбранном периоде дискретизации соответствует интервалу от 18 нс до 18 мкс. Длительность фронта цифрового сигнала принималась равной 0,0273, что соответствует 50 нс. Длительность спада цифрового сигнала принималась равной 0,00273, что соответствует 500 нс. На каждом шаге вычислялись: зависимость соотношения сигнал/помеха ($A_{С}/A_{П}$), амплитуда структурной помехи ($A_{П}$) и разница по модулю между положительным и отрицательным уровнем пролезавшей помехи ($A_{ЦП}$). На рисунке 2.19 приведены полученные графики зависимости амплитуды структурной помехи и соотношения сигнал/помеха от постоянной времени RC-цепи.

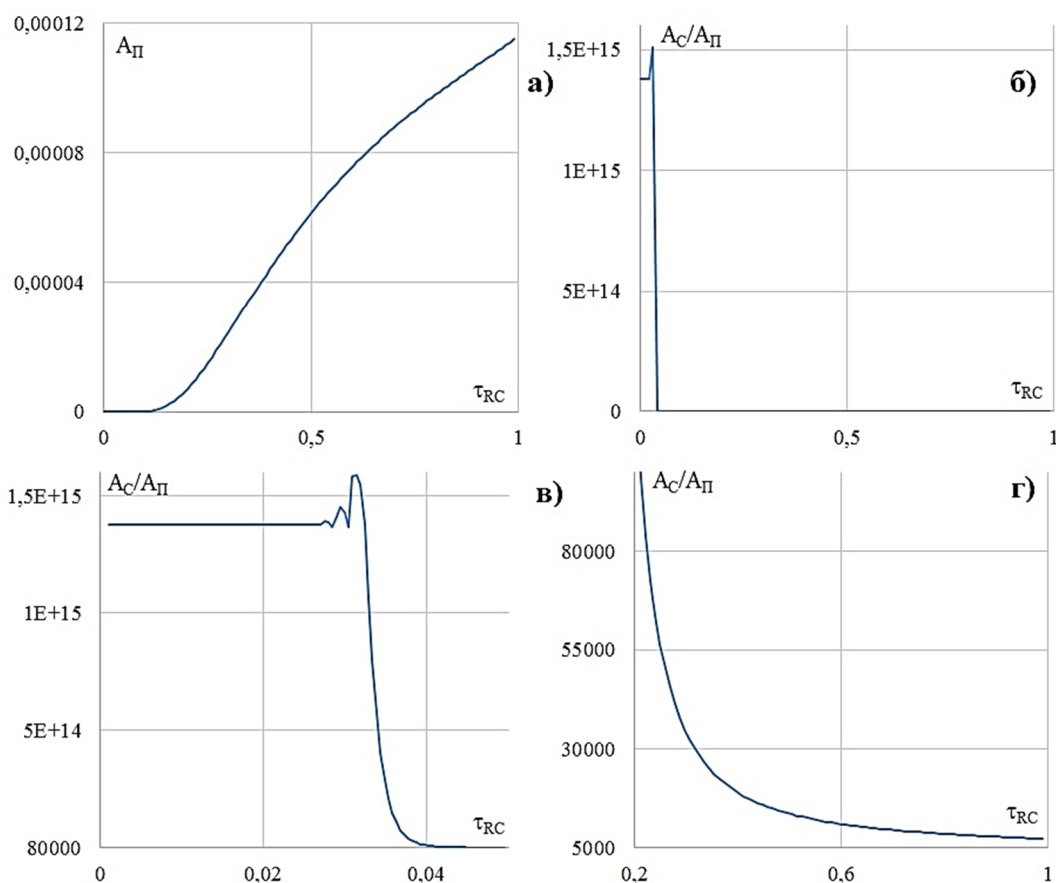


Рисунок 2.19 – Графики зависимости амплитуды структурной помехи (A_{Π}) - а) и соотношения сигнал/ помеха (A_C/A_{Π}) – б), в), г) от изменения постоянной времени RC-цепи при фиксированных значениях длительности фронта (τ_{Φ}) и спада (τ_{CP}) цифрового сигнала

Согласно рис.2.19 при увеличении постоянной времени RC-цепи амплитуда структурной помехи растет. На рисунках 2.19 в) и г) приведены фрагменты графика 2,19 б) в увеличенном масштабе. Видно, что при достаточно малой постоянной времени RC-цепи амплитуда структурной помехи стремится к некоторой малой величине и при дальнейшем уменьшении практически не меняется. Это обусловлено тем что, при малой величине постоянной времени RC-цепи амплитуды A_{Φ} и A_{CP} (рис 2.16) практически не зависят от длительности фронта (спада) цифрового сигнала и стремятся к его амплитуде. Разница уровней пролезавшей помехи в момент первой выборки (после фронта и среза) определяется степенью удаленности времени первой выборки ($t_{s1\Phi}$, $t_{s1\text{CP}}$) от времени окончания фронта или среза цифрового сигнала соответственно. При этом разница уровней пролезавшей помехи остается постоянной, что приводит к появлению горизонтального участка графика 2.19 в).

Графики зависимости амплитуды структурной помехи и соотношения сигнал/помеха от параметра $A_{\text{ЦП}}$ приведены на рисунке 2.20.

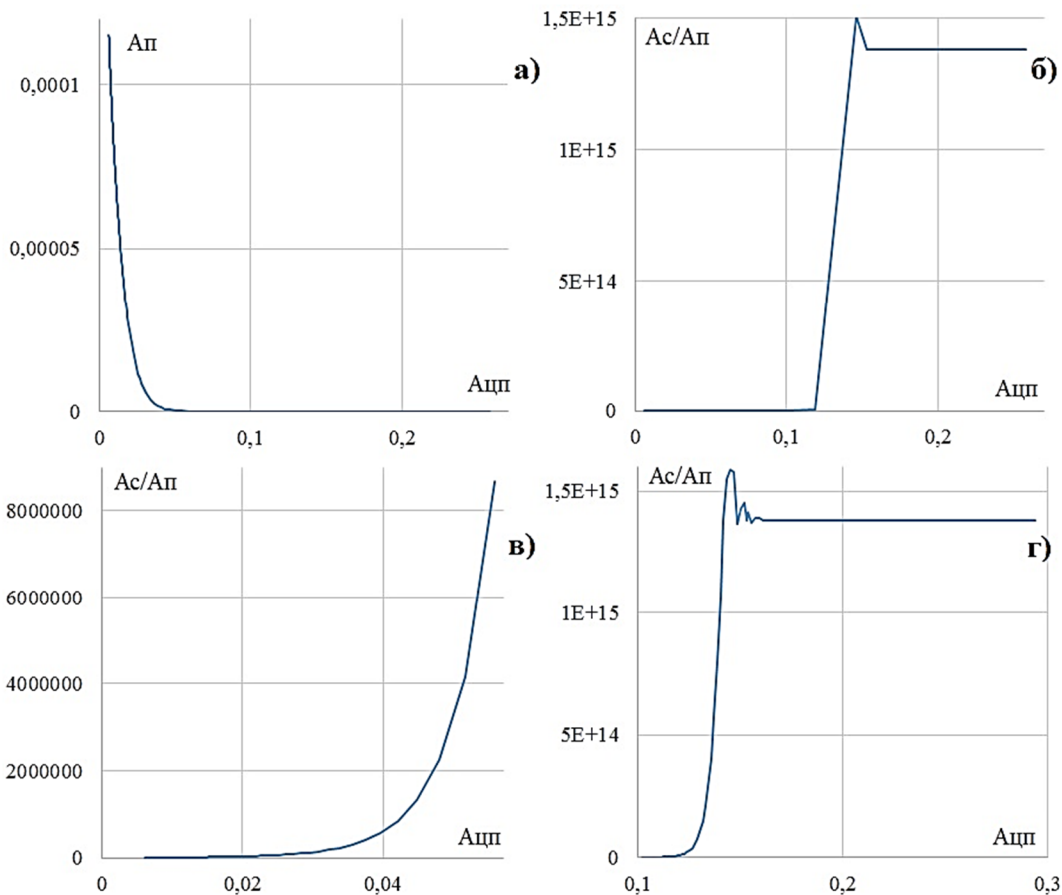


Рисунок 2.20 – Графики зависимости амплитуды структурной помехи ($A_{п}$) - а) и соотношения сигнал/ помеха ($A_{с}/A_{п}$) – б), в), г) от параметра $A_{цп}$ при изменении постоянной времени RC-цепи и фиксированных значениях длительности фронта ($\tau_{ф}$) и длительности среза ($\tau_{ср.}$) цифрового сигнала

Согласно рис. 2.20, при увеличении параметра $A_{цп}$ амплитуда структурной помехи уменьшается, а соотношения сигнал/структурная помеха увеличивается. Такая закономерность объясняется тем, что увеличение параметра $A_{цп}$ происходит при уменьшении постоянной времени RC-цепи, что приводит к уменьшению амплитуды структурной помехи и увеличению соотношения сигнал/помеха.

На основании полученных результатов можно сделать вывод о влиянии пролезающей помехи от цифровых сигналов на появление структурных помех. При этом уровень структурных помех тем больше чем больше разница между длительностями фронта и спада цифровых сигналов и увеличивается с ростом постоянной времени паразитной RC-цепи.

3 Разработка и изготовление широкополосного термостабильного индукционного датчика сигналов ИД №5 для ЭРК ШПС

В 2015 году были продолжены работы по разработке индукционного датчика для измерительного комплекса ЭРК ШПС. Проведение этих работ было связано с необходимостью дальнейшего улучшения характеристик и параметров датчика, изготовленного в 2014 году, таких как неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в рабочей полосе частот и температурная стабильность характеристик и параметров.

Неравномерность АЧХ индукционного датчика в рабочей полосе частот связана с наличием многих электрических резонансов, вызванных паразитными электрическими емкостями измерительной катушки (межвитковые и межслойные емкости и емкость относительно сердечника). Даже при полном шунтировании измерительной катушки с целью получения выходного сигнала датчика пропорционального потоку магнитной индукции наблюдаются резонансные явления в АЧХ за счет того, что внутренние межвитковые и межслойные паразитные емкости измерительной катушки остаются не шунтированными. На первый взгляд самым простым решением этой проблемы может показаться выполнение измерительного элемента датчика не в виде длинной многовитковой катушки с ферро магнитным сердечником, а в виде одновитковой индукционной рамки, но для получения достаточно большой постоянной времени интегрирования такого датчика (1 – 10 сек) необходима достаточно большая индуктивность и очень малое активное сопротивление провода рамки. Так для приемной рамки с размерами, совпадающими с размерами зондирующей (50 × 50 м), для получения постоянной времени 1 сек потребуется сопротивление медного провода равное $R = L/\tau = 0,0004/1 = 0,0004 \text{ Ом}$, при этом площадь сечения провода такой рамки должна быть не менее $s = \rho \cdot l/R = 0,0175 \cdot 200/0,0004 = 8750 \text{ мм}^2 = 87,5 \text{ см}^2$. Очевидно, что даже если удастся изготовить такую рамку, то эксплуатировать ее не представляется возможным из-за ее огромного веса и невозможности обеспечения сопротивления контактных соединений такой рамки с генераторной установкой значительно ниже сопротивления самой рамки.

Другой путь устранения паразитных резонансов, это поиск различных конструктивных решений при разработке и изготовлении многовитковой индукционной катушки, который и был взят на вооружение в 2015 году.

Кроме не достаточно хорошей формы АЧХ в рабочей полосе частот индукционный датчик, изготовленный в 2014 году, как уже выше отмечалось, обладал значительной температурной нестабильностью коэффициента преобразования, обусловленной довольно большим значением температурного коэффициента сопротивления (ТКС) медного провода, измерительной катушки датчика ($K_M \approx 0,4\% /C^\circ$). В связи с этим в 2015 году была проведена работа по улучшению

температурной стабильности параметров датчика путем введения в электрическую схему элементов, обеспечивающих компенсацию зависимости этих параметров, в частности коэффициент преобразования, от температуры окружающей среды.

Ниже поэтапно рассмотрен ход проведения и результаты работы по улучшению характеристик индукционного датчика. На первом этапе потребовалась разработка и изготовление специальной эталонировочной катушки для измерения параметров элементов датчика, в частности измерительных катушек различного конструктивного исполнения.

3.1 Разработка и изготовление эталонировочной катушки

При проведении работ по исследованию характеристик индукционного датчика (ИД№4), изготовленного в 2014 году было выявлено, что при измерении АЧХ импульсное напряжение, приложенное к градуировочной катушке, попадает на вход предварительного усилителя в обход измерительной катушки. Это связано с наличием паразитной емкости между входными проводами предварительного усилителя и градуировочной катушкой. Градуировочный сигнал в виде импульсов напряжения, приложенный к градуировочной катушке через ограничительный резистор, проходя через паразитную емкость, попадает на вход предварительного усилителя в виде коротких импульсов экспоненциальной формы (дифференцируется). В результате в области высоких частот получаемая АЧХ сильно искажается. Для более точного измерения АЧХ в области высоких частот была изготовлена специальная эталонировочная катушка. Диаметр эталонировочной катушки выбран в 7,6 раза больше диаметра градуировочной катушки, что существенно снизило емкостную связь с входными цепями измерительного усилителя. Дальнейшее увеличение диаметра эталонировочной катушки ведет к неоправданному снижению уровня магнитного поля создаваемого внутри катушки. В результате выполненных работ были получены ниже перечислены электрические и конструкционные характеристики и параметры эталонировочной катушки:

диаметр каркаса $D = 0,41$ м;

длина намотки $l_n = 0,67$ м;

шаг намотки $l_{ш} = 0,065 - 0,07$ м;

количество витков $N = 10$;

диаметр медного провода катушки $d = 0,7$ мм;

длина одного витка $l_v = \pi \cdot D = 1,3$ м;

длина провода катушки (с учетом длины выводов) $l_{п} = l_v \cdot N + 0,8 = 13,8$ м;

сечение провода катушки $S = \pi \cdot d^2 / 4 = 0,385$ мм²;

активное электрическое сопротивление катушки (расчетное) $r = \rho \cdot l_{п} / S = 0,63$ Ом.

индуктивность катушки $L = 29,9$ мкГн;

электрическая емкость катушки $C = 30$ пФ.

Индуктивность эталонировочной катушки была измерена косвенным методом. Для измерения была собрана электрическая схема, показанная на рисунке 3.1.

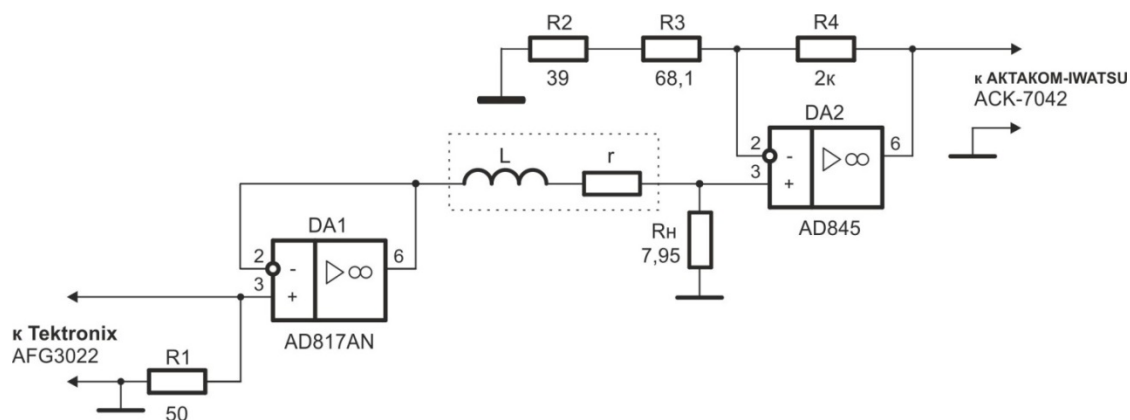


Рисунок 3.1 – Электрическая схема для измерения индуктивности эталонировочной катушки

На вход повторителя напряжения, выполненного на операционном усилителе DA1, обладающего очень низким выходным сопротивлением ($\leq 0,1$ Ом) в широкой полосе частот ($0 \div 2$ МГц), с выхода функционального генератора AFG-3022 подавался сигнал синусоидальной формы амплитудой 0,5 В частота которого изменялась от 100 Гц и выше. Далее сигнал с выхода повторителя напряжения поступал на вход частотозависимого делителя напряжения в котором в качестве последовательно включенного резистора выступала эталонировочная катушка (L, r), а выходной сигнал делителя снимаемый с другого резистора делителя с малым электрическим сопротивлением ($R_H = 7,95$ Ом) поступал на вход операционного усилителя (ОУ), выполненного на микросхеме DA2 по схеме неинвертирующего усилителя с коэффициентом усиления $K = 1 + R_4 / (R_2 + R_3) \approx 21$. Выход ОУ подключался к осциллографу ACK-7042. Плавно повышая частоту синусоидальных колебаний генератора с помощью осциллографа контролировалась амплитуда (размах) выходного сигнала. При достижении выходным сигналом уровня на 3 дБ ниже уровня запомненного на частоте 100 Гц, фиксировалась частота подаваемого на вход схемы сигнала, которая соответствовала частоте среза контролируемой цепи (L, r, R_H). Измеренная таким образом частота среза LrR_H – цепи составила $f_{cp} = 45$ кГц. Далее определялась постоянная времени контролируемой LrR_H – цепи по формуле $\tau = 1 / (2\pi f_{cp}) = 3,5$ мкс. Индуктивность эталонировочной катушки была определена по формуле $L = (r + R_H) \cdot \tau = (7,95 + 0,6) \cdot 3,5 = 29,9$ мкГн, где $r = 0,6$ Ом – сопротивление медного провода эталонировочной катушки на постоянном токе измеренное отдельно с помощью цифрового измерительного прибора В7-38.

Для измерения электрической емкости эталонировочной катушки использовался резонансный метод. Была собрана электрическая схема, показанная на рис. 3.2. На вход

повторителя напряжения, выполненного на операционном усилителе DA1, с выхода функционального генератора AFG-3022 подавался сигнал синусоидальной формы амплитудой 0,5 В, частота которого регулировалась в широких пределах.

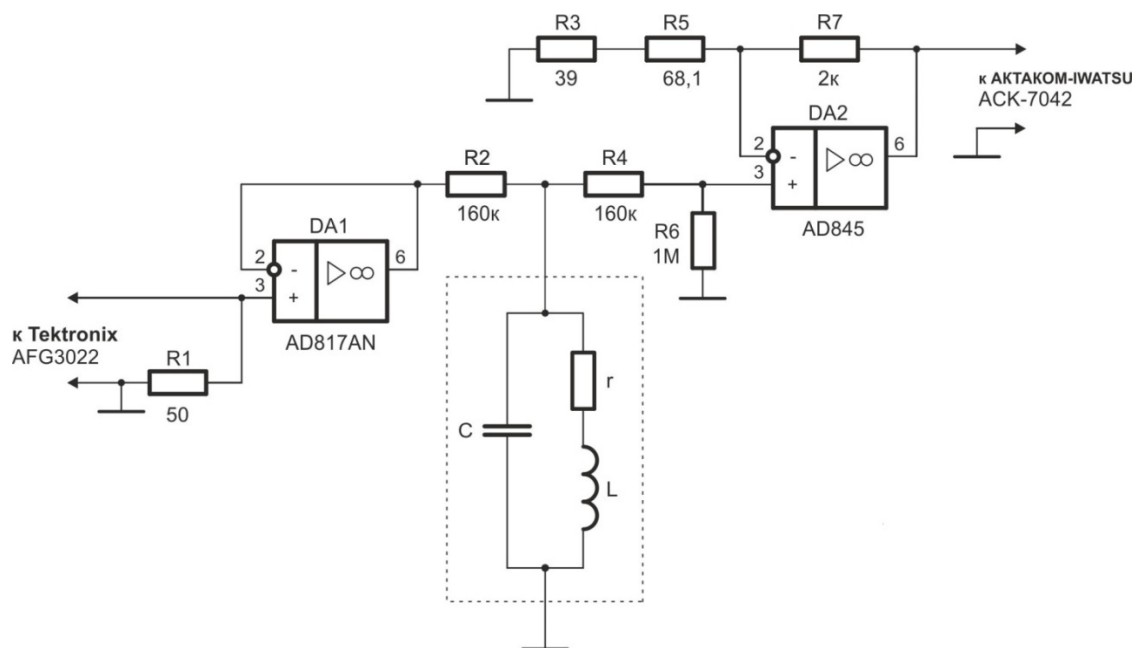


Рисунок 3.2 – Схема для измерения частоты собственного резонанса и емкости эталонировочной катушки

Далее, сигнал с выхода повторителя напряжения поступал на вход частотозависимой пассивной Т-образной цепи, состоящей из двух последовательно включенных высокоомных резисторов ($R_2, R_4 = 160 \text{ кОм}$) и эталонировочной катушки (на схеме показана в виде эквивалентного параллельного резонансного контура LCr), один из выводов которой был подключен к точке соединения резисторов, а другой к нулевому проводу. Выходной сигнал Т-образной цепи усиливался с помощью операционного усилителя, выполненного на микросхеме DA2 по схеме неинвертирующего усилителя с коэффициентом усиления $K = 1 + R_7 / (R_3 + R_5) \approx 20$. Выход ОУ подключался к осциллографу ACK-7042. Регулируя частоту входного сигнала и контролируя уровень сигнала на выходе схемы с помощью осциллографа фиксировался его максимум и частота на которой он наблюдался. Измеренная таким образом частота и являлась частотой собственного резонанса эталонировочной катушки $f_p \approx 5,3 \text{ МГц}$. Емкость эталонировочной катушки была вычислена по формуле $C = 1 / ((2\pi \cdot f_p)^2 \cdot L) \approx 30 \text{ пФ}$.

Схема включения эталонировочной катушки для проведения с ее помощью дальнейших исследований и измерений параметров разрабатываемых катушек индуктивности и индукционных датчиков показана на рисунке 3.3. Величина сопротивления резистора R4, определяющая амплитуду тока в эталонировочной катушке выбрана с учетом получения максимально

возможного тока, определяющего величину напряженности (индукции) магнитного поля, создаваемого в центре катушки и приемлемой с точки зрения получения широкого диапазона рабочих частот, частоты среза цепи L, R4.

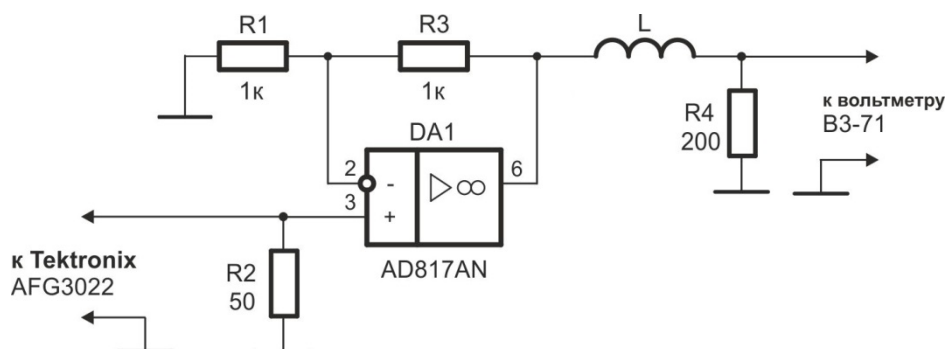


Рисунок 3.3 – Схема включения эталонировочной катушки

С помощью схемы, показанной на рисунке 3.3, можно проводить измерение амплитудно-частотных характеристик отдельных катушек индуктивности и индукционных датчиков в целом, которые помещаются в центр эталонировочной катушки. На вход схемы, показанной на рисунке 3.3, от генератора подается синусоидальный сигнал амплитудой 5 вольт. При таком уровне входного напряжения схема обеспечивает не искаженную форму тока в эталонировочной катушке амплитудой 50 мА. Максимальна частота синусоидального сигнала, при которой величина тока в эталонировочной катушке остается неизменной составляет примерно 500 кГц. При частоте 1400 кГц амплитуда тока в эталонировочной катушке снижается на 3 дБ. На рисунке 3.4 показан график амплитудно-частотной характеристики эталонировочной катушки, измеренной с помощью вольтметра переменного тока В3-71, подключенного к резистору R4 (рис. 3.3).

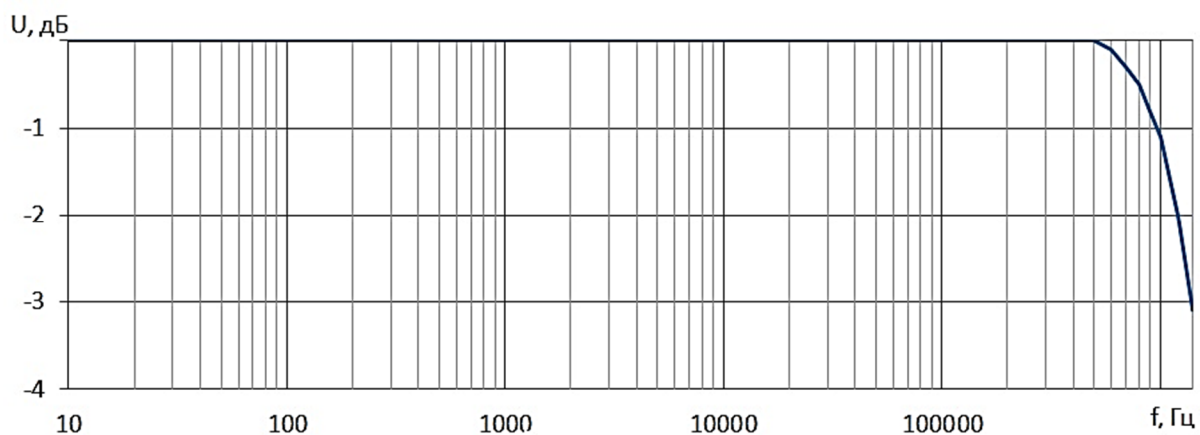


Рисунок 3.4 – График АЧХ эталонировочной катушки

Изготовленная эталонировочная катушка позволяет проводить исследовательские работы по изучению конструктивных и электрических особенностей различных измерительных катушек для индукционных датчиков. Отличительной особенностью измерений, проводимых при помощи такой эталонировочной катушки по сравнению с градуировочными катушками, встроенными в конструктив датчиков, является почти полное исключение влияния электрических цепей источника эталонировочного сигнала на получаемые параметры и характеристики датчиков. Еще одно преимущество в использовании эталонировочной катушки определяется тем, что размеры исследуемой катушки индуктивности малы, по сравнению с размерами эталонировочной катушки, поэтому, магнитное поле, создаваемое в центре эталонировочной катушки, можно считать равномерным.

3.2 Разработка измерительной катушки для индукционного датчика

С помощью эталонировочной катушки был проведен ряд экспериментов по исследованию характеристик и параметров измерительных катушек различного конструктивного исполнения для индукционного датчика. Изготовленные экспериментальные образцы катушек помещались в центре эталонировочной катушки вдоль ее оси. Путем изменения частоты синусоидального тока, протекающего в эталонировочной катушке, находилось максимальное значение синусоидального напряжения на выходе экспериментальной катушки. Как правило, у каждой экспериментальной катушки находилось по несколько максимумов, свидетельствующих о многих собственных резонансах исследуемой катушки.

Первый экспериментальный вариант был изготовлен в виде многослойной, намотанной виток к витку катушки с ниже перечисленными конструктивными параметрами (размерами):

- диаметр катушки 19 мм;
- длина катушки 114 мм;
- диаметр провода 0,5 мм;
- число витков в одном слое 228;
- число слоев 11.

В результате была получена катушка с суммарной индуктивностью 29 мГн (1,1 Гн с сердечником) и индуктивностью одного слоя 150 мкГн (9,5 мГн с сердечником). Активное сопротивление катушки составило 23,8 Ом. Катушка имела два резонанса на частотах 100 кГц и 500 кГц.

Второй вариант катушки отличался от первого меньшим количеством слоев и большей длиной слоя, и имел следующие конструктивные параметры:

- диаметр катушки 19 мм;
- длина катушки 474 мм;

- диаметр провода 0,5 мм;
- число витков в одном слое 948;
- число слоев 2.

Изготовленная катушка имела суммарную индуктивность 775 мкГн (120 мГн с сердечником), индуктивность одного слоя составила 637 мкГн. Активное сопротивление катушки получилось равным 7 Ом. Количество резонансных частот по сравнению с выше описанной катушкой выросло в два раза. Были обнаружены резонансы на частотах 135 кГц, 425 кГц, 725 кГц и 1,3 МГц.

При изготовлении описанных выше катушек, измерялись резонансы и при частичной намотке слоев. В ходе эксперимента было выявлено, что количество резонансов возрастает с увеличением количества слоев и длины намотки катушки. При увеличении количества витков и количества слоев с целью получения требуемой большой индуктивности (не менее 4 Гн), частоты резонансов опускаются ниже по частоте, попадая в рабочую область частот (10 ÷ 50 000 Гц). Кроме того появляются новые высокочастотные резонансы. Для получения большой индуктивности и малого числа резонансов необходимо увеличивать диаметр катушки, а так же уменьшать ее длину и количество слоев. С точки зрения конструктивного исполнения указанные условия являются противоречивыми и практически невыполнимыми. В связи с этим конструкцию катушки было решено делать секционированной, как и для предыдущих вариантов измерительных катушек индукционного датчика. В отличие от конструкции измерительной катушки, изготовленной в 2014 году для датчика ИД№4, которая состояла из 12-ти секций, намотанных в навал, новую катушку решено было намотать сквозными слоями на секционированном каркасе. Схематично конструкция каркаса новой катушки приведена на рисунке 3.5. Измерительная катушка, используемая в новом датчике ИД№5 намотана на каркасе, состоящем из 14-ти секций. Каркас катушки склеен из 14-ти однотипных небольших каркасов, в которых выполнен сквозной пропил (прорезь) для прокладки провода по всей длине катушки.

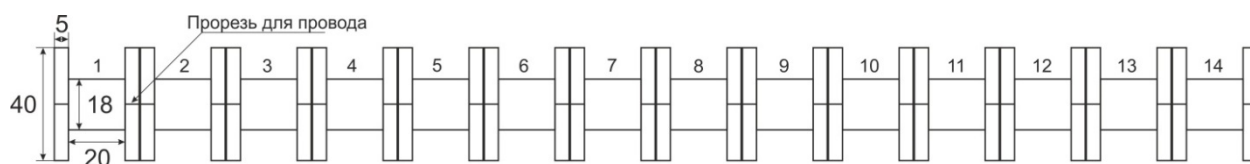


Рисунок 3.5 – Конструкция каркаса для измерительной катушки индукционного датчика ИД№5

Намотка провода выполнялась слоями. Каждый слой намотан виток к витку. С целью снижения активного сопротивления провода катушки для ее намотки был выбран медный провод марки ПЭТВ-2 0,45 имеющий довольно большой диаметр в изоляции $d = 0,5$ мм. Каждый слой

проходил через все $n = 14$ -ть секций. Число слоев получилось равным 8. Слои изолировались друг от друга полосками бумаги длиной 297 мм, толщиной 0,1 мм и шириной 20 мм. После намотки слоев обмотки, начиная с первого, каждая секция катушки изолировалась от намотки последующего слоя полоской бумаги, пропитанной клеем. В прорези для провода между секциями вставлялись бумажные трубочки длиной 10 мм диаметром 1,5 мм для обеспечения дополнительной защиты от возможного электрического контакта между проводами соседних слоев в случае повреждения его эмалевой изоляции. Среднее число витков, намотанных виток к витку в одном слое одной секции катушки составило $N_n = 35$. Среднее число витков в одном слое получилось равным 500. Суммарное число витков измерительной катушки составило примерно $N \approx 4000$.

Ниже приведены некоторые конструкционные и электрические параметры изготовленной катушки:

- средний диаметр намотки $D = 26$ мм;
- средняя длина провода одного витка $l_v = D \cdot \pi = 0,0817$ м;
- средняя длина провода с учетом отрезков, соединяющих секции измерительной катушки длиной 10 мм (см. рис. 3.5, прорезь для провода) $l_n = l_v \cdot N + 1,04 = 327,84$ м;
- сечение моточного провода $s = \pi \cdot d^2 / 4 = 0,159$ мм² (при $d = 0,45$ мм);
- активное электрическое сопротивление катушки $r = l_n \cdot \rho / s = 36,1$ Ом;
- индуктивность катушки без сердечника – 22 мГн;
- индуктивность катушки с сердечником – 4,48 Гн;
- собственная емкость катушки – 200 пФ

Индуктивность катушки без сердечника была вычислена через измеренную косвенным методом постоянную времени L/R -цепи, включающей исследуемую катушку индуктивности. Для измерения постоянной времени была собрана схема, представленная на рисунке 3.6.

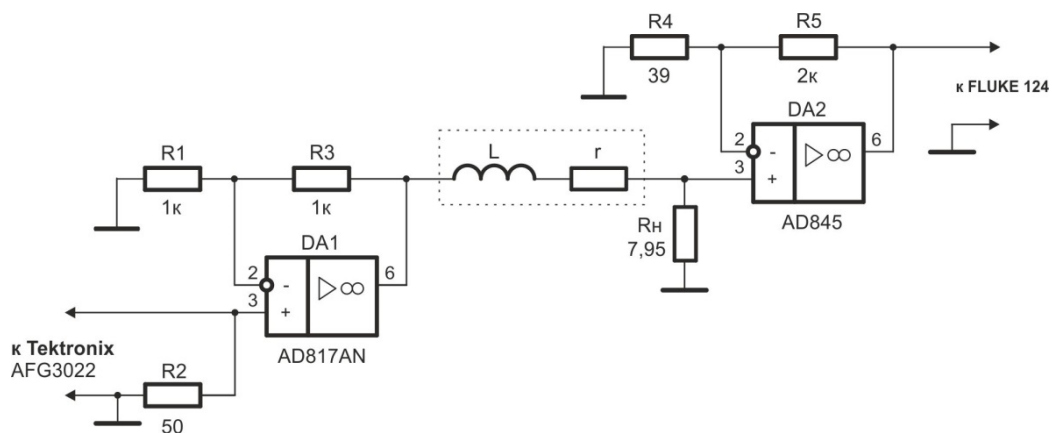


Рисунок 3.6 – Схема для измерения постоянной времени L/R -цепи, включающей исследуемую катушку индуктивности для датчика ИД№5

На вход буферного усилительного каскада выполненного на микросхеме DA1 по схеме не инвертирующего операционного усилителя с коэффициентом усиления $K = 1 + R_3/R_2 = 2$ подключался функциональный генератор AFG-3022 на выходе которого устанавливался сигнал в виде прямоугольных импульсов напряжения амплитудой 0,5 В с частотой повторения 200 Гц и скважностью 50 % (меандр). Сигнал с выхода буферного усилителя подавался на вход делителя напряжения, в качестве входного резистора которого использовалась исследуемая катушка индуктивности (L_r), а выходной сигнал делителя снимался с выводов второго низкоомного резистора $R_n = 7,95$ Ом и подавался на вход не инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления $K = 1 + R_5/R_4 \approx 52$, выполненного на микросхеме DA2. Измерения проводились с помощью цифрового осциллографа FLUKE-124, подключенного к выходу этого усилителя. С помощью установки вертикальных курсоров осциллографа в соответствующие точки осциллограммы выходного сигнала измерялось время, за которое напряжение экспоненциального фронта выходного импульса увеличивалось от установившегося значения до величины, составляющей 63 % от амплитуды. Измеренное таким образом время нарастания фронта выходного сигнала получалось равным постоянной времени исследуемой цепи $\tau = L(r + R_n) \approx 0,5$ мс. Индуктивность катушки без сердечника была вычислена по формуле $L = (r + R_n) \cdot \tau = (7,95 + 36) \cdot 0,5 \approx 22$ мГн.

При измерении постоянной времени катушки с сердечником частота прямоугольных импульсов подаваемых на вход схемы (рис. 3.6) с выхода функционального генератора AFG-3022 устанавливалась равной 1 Гц. Измерения проводились по выше описанной методике с помощью осциллографа FLUKE-124. Измеренная постоянная времени схемы с катушкой индуктивности с сердечником составила 102 мс. Далее была вычислена индуктивность катушки с сердечником $L = (r + R_n) \cdot \tau = (7,95 + 36) \cdot 102 \cdot 10^{-3} \approx 4,48$ Гн.

Для измерения (оценки) частоты собственного резонанса измерительной катушки была собрана схема, показанная на рисунке 3.7. На вход усилительного каскада, выполненного по схеме не инвертирующего операционного усилителя на микросхеме DA1 с коэффициентом усиления $K = 1 + R_3/R_1 = 2$ подключался функциональный генератор AFG-3022, на выходе которого устанавливался синусоидальный сигнал амплитудой 0,45 В и частотой, регулируемой в диапазоне от 100 Гц до 1 МГц. Измерения проводились в два этапа, в начале с катушкой и установленным в ней сердечником, после чего сердечник извлекался из катушки и измерения повторялись второй раз. При каждой устанавливаемой частоте входного синусоидального сигнала измерялась амплитуда выходного сигнала схемы. Полученные таким образом амплитудно-частотные характеристики измерительной схемы представлены на рисунке 3.8. Красной линией на рисунке 3.8 показана амплитудно-частотная характеристика измерительной схемы с катушкой и установленным в нее сердечником.

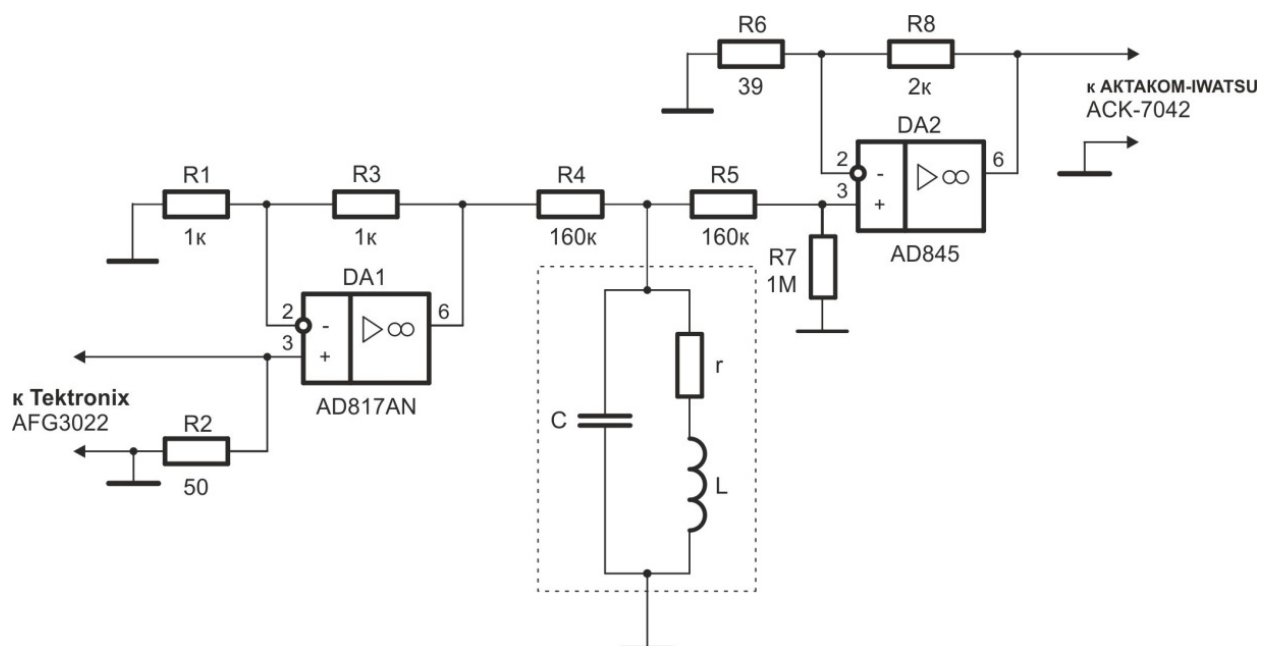


Рисунок 3.7 – Схема для измерения частоты собственного резонанса катушки индуктивности для датчика ИД№5. Параметры эквивалентной схемы катушки: L – индуктивность; r – активное электрическое сопротивление; C – электрическая емкость

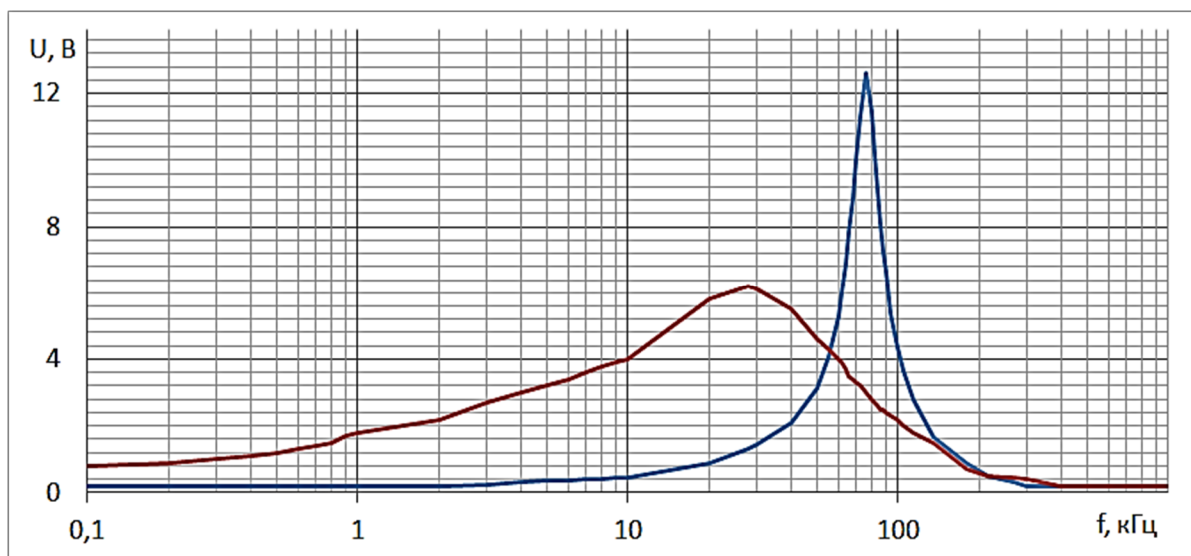


Рисунок 3.8 – Графики амплитудно-частотных характеристик измерительной схемы с катушкой для датчика ИД№5: красная линия – АЧХ схемы с установленным сердечником; синяя линия – АЧХ схемы без установки сердечника

Измеренная частота собственного резонанса катушки с сердечником получилась равной 28 кГц. Синей линией на рисунке 3.8 показана амплитудно-частотная характеристика измерительной схемы с катушкой без сердечника. Измеренная частота собственного резонанса

катушки без сердечника составила 76 кГц. Электрическая емкость измерительной катушки была рассчитана по формуле $C = 1/((2\pi \cdot f_p)^2 \cdot L) \approx 200$ пФ, где $f_p = 76$ кГц - частота собственного резонанса, а $L = 22 \cdot 10^{-3}$ Гн - индуктивность катушки без сердечника.

Для сравнения частотных свойств изготовленной для датчика ИД№5 измерительной катушки с ранее изготовленными катушками для датчиков ИД№4 и ИД№3, измерительные катушки поочередно включались в одну и ту же схему, с помощью которой была измерена их амплитудно частотная характеристика. Схема, с помощью которой проводились измерения, представлена на рисунке 3.9.

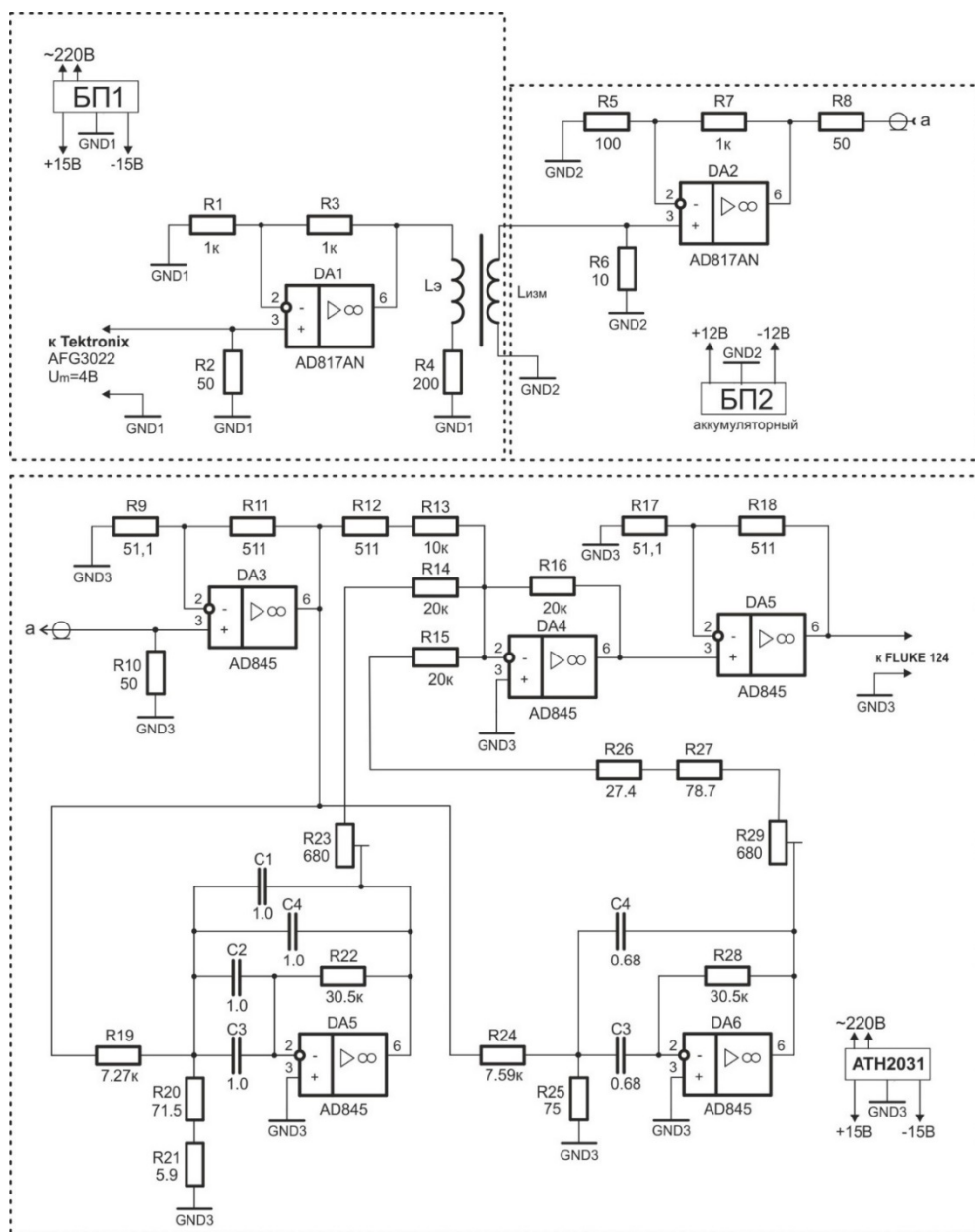


Рисунок 3.9 – Схема для снятия АЧХ измерительных катушек для датчиков ИД№3, ИД№4 и ИД№5

Схема измерения состоит из трех основных узлов: 1) эталонировочной катушки L_0 с не инвертирующим усилителем (выделено пунктиром в верхнем левом углу схемы); 2) предварительного усилителя сигналов, снимаемых с измерительных катушек ($L_{изм}$) индукционных датчиков (выделено пунктиром в верхнем правом углу схемы); 3) широкополосного усилителя с двумя режекторными фильтрами, настроенными на частоты двух первых нечетных гармоник 50 и 150 Гц промышленной силовой сети (выделено пунктиром в верхнем левом углу схемы).

Схема индукционного датчика состоит из предварительного усилителя, выполненного на микросхеме DA2 и измерительной катушки $L_{изм}$, в качестве которой поочередно включались измерительные катушки для датчиков ИД№4, ИД№3 и ИД№5. Для снижения взаимного влияния частей схемы друг на друга через паразитные цепи каждая часть схемы, выделенная на рисунке 3.9 пунктиром питалась от отдельного источника, гальванически не связанного с другими. При измерении АЧХ сердечник индукционного датчика, вставленный в измерительную катушку электрически подключался к цепи GND2 (общий провод схемы индукционного датчика).

При измерении АЧХ входным сигналом для датчиков была индукция магнитного поля, создаваемого эталонировочной катушкой.

Исследуемые измерительные катушки имели различные конструктивные и электрические параметры. Измерительная катушка для индукционного датчика ИД№3 состоит из 6-ти секций, намотанных слоями виток к витку. Диаметр используемого медного провода - 0,57 мм, длина намотки одной секции - 58 мм, число витков в одной секции - 1450, суммарное число витков катушки - 8700. Индуктивность измерительной катушки с сердечником - 18 Гн, активное электрическое сопротивление измерительной катушки - 54 Ома. Измерительная катушка для индукционного датчика ИД№4 состоит из 12-ти секций, намотанных слоями виток к витку. Диаметр используемого медного провода - 0,41 мм, длина намотки одной секции - 23 мм, число витков в одной секции - 800, суммарное число витков катушки - 9600. Индуктивность измерительной катушки с сердечником - 26,5 Гн (при установке защитного экрана на измерительную катушку индуктивность снижается до 23,12 Гн), активное электрическое сопротивление катушки - 93,2 Ома.

Измерения АЧХ катушек датчиков, выполненные с помощью схемы рис. 3.9, проводились при снятых с них защитных экранах.

Результаты измерений приведены на рисунке 3.10, где показаны нормированные графики полученных амплитудно-частотных характеристик датчиков. Искажения, вносимые в АЧХ в области частот 50 и 150 Гц режекторными фильтрами были удалены.

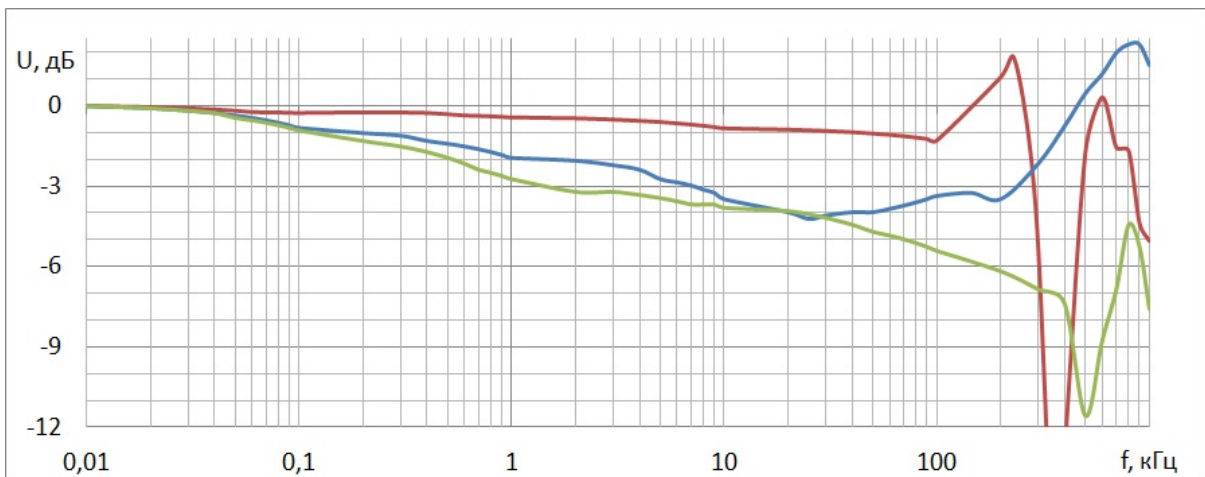


Рисунок 3.10 – Графики АЧХ измерительных катушек для индукционных датчиков: зеленая линия – для ИД№3, синяя линия – для ИД№4, красная линия – для ИД№5

Согласно графика амплитудно-частотной характеристики измерительной катушки для датчика ИД№3, показанного на рисунке 3.10 зеленым цветом, частота среза АЧХ такой катушки в области верхних частот, измеренная по уровню минус 3 дБ, получилась достаточно низкой – около 1,5 кГц, хотя при этом наблюдается довольно низкая средняя скорость спада АЧХ в широкой полосе частот от 30 Гц до 300 кГц ($\approx 1,5$ дБ на декаду).

Амплитудно-частотная характеристика измерительной катушки для датчика ИД№4, график которой показан на рисунке 3.10 синим цветом, в области высоких частот имеет частоту среза по уровню минус 3 дБ около 8 кГц. В отличие от измерительной катушки для ИД№3, катушка для ИД№4 после спада АЧХ до уровня минус 3,2 дБ на частоте 12,5 кГц имеет последующий подъем на частотах лежащих за пределами рабочего диапазона, т.е. выше 25 кГц, что ухудшает суммарное подавление сигналов с частотами лежащими за пределами рабочего диапазона, получаемое за счет АЧХ блока усиления и фильтрации сигналов (БУФС) на вход которого поступают сигналы с выхода индукционного датчика.

Амплитудно-частотная характеристика измерительной катушки для датчика ИД№5, график которой показан на рисунке 3.10 красной линией, монотонно убывает в диапазоне частот от 10 Гц до 80 кГц с очень малой скоростью около 0,25 дБ на декаду. На частотах выше 80 кГц скорость спада незначительно возрастает и на частоте 97 кГц АЧХ имеет минимумом. На частотах выше 100 кГц АЧХ имеет ряд ярко выраженных подъемов и спадов. Так на частоте 393 кГц АЧХ измерительной катушки спадает до уровня -28 дБ.

Результатом проделанной работы является найденная более оптимальная конструкция измерительной катушки для широкополосного индукционного датчика. Изготовленная измерительная катушка для датчика ИД№5 обладает лучшей монотонностью АЧХ в полосе частот

от 10 Гц до 80 кГц по сравнению с АЧХ измерительных катушек, изготовленных для датчиков ИД№3 и ИД№4.

В ходе проделанной работы не удалось получить монотонно убывающую характеристику в более широком диапазоне частот, как например это было сделано для эталонировочной катушки (рис. 3.4). Также не получилось исключить характерные паразитные резонансы катушки индуктивности, но при этом удалось сместить их частоты выше за пределы рабочего диапазона. По сравнению с вариантами катушек для ИД№3 и ИД№4 измерительная катушка для ИД№5 имеет меньшую индуктивность, и как следствие, меньшую примерно в 2,4 раза постоянную времени, но этот недостаток является не очень существенным и его можно скомпенсировать специальными схемотехническими решениями (введением дополнительной положительной обратной связи в предварительном усилителе).

3.3 Разработка индукционного датчика ИД№5

Индукционный датчик ИД№5 является последующей модернизацией датчика ИД№4 изготовленного в 2014 году. В ИД№5 используется новая измерительная катушка, конструктивное исполнение которой, было описано выше (п.п. 3.2). Так же как и в ИД№4, в ИД№5 используется схема предварительного усилителя с отрицательным входным сопротивлением, позволяющая увеличить постоянную времени измерительной катушки.

На рисунке 3.11 представлена электрическая схема, с помощью которой проводились измерения амплитудно-частотной характеристики индукционного датчика ИД№5. В левом верхнем углу схемы пунктиром выделена схема эталонировочной катушки с не инвертирующим операционным усилителем, выполненным на микросхеме DA1, в правом верхнем углу измерительной схемы показана схема индукционного датчика ИД№5 и по центру в низу пунктиром выделена схема основного измерительного усилителя с двумя режекторными фильтрами, настроенными на частоты 50 Гц и 150 Гц. Сердечник и защитный экран (на схеме не показан) индукционного датчика ИД№5 были подключены к общему выводу GND2. В связи с тем, что измерительная катушка датчика выполнена многослойной, причем каждый слой намотки проходит через все 14 секций катушки, назовем вывод измерительной катушки от последнего верхнего слоя «внешним», а вывод от первого слоя «внутренним». Все ниже описанные измерения амплитудно-частотных характеристик, проводимые с индукционным датчиком ИД№5 соответствуют подключению «внешнего» вывода измерительной катушки к цепи GND2. Смена мест подключения выводов катушки индукционного датчика, т.е. при подключении «внешнего» вывода измерительной катушки к инвертирующему входу усилителя DA2, а «внутреннего» вывода к GND2, приводит к появлению на графике амплитудно-частотной характеристике в области высоких частот (от 0,5 до 1 МГц) значительного подъема величиной 8,2 дБ, что ухудшает

способность датчика качественно регистрировать сигналы становления поля особенно на малых временах. Амплитудно-частотные характеристики, измеренные при замене выводов местами в данном отчете не приводятся.

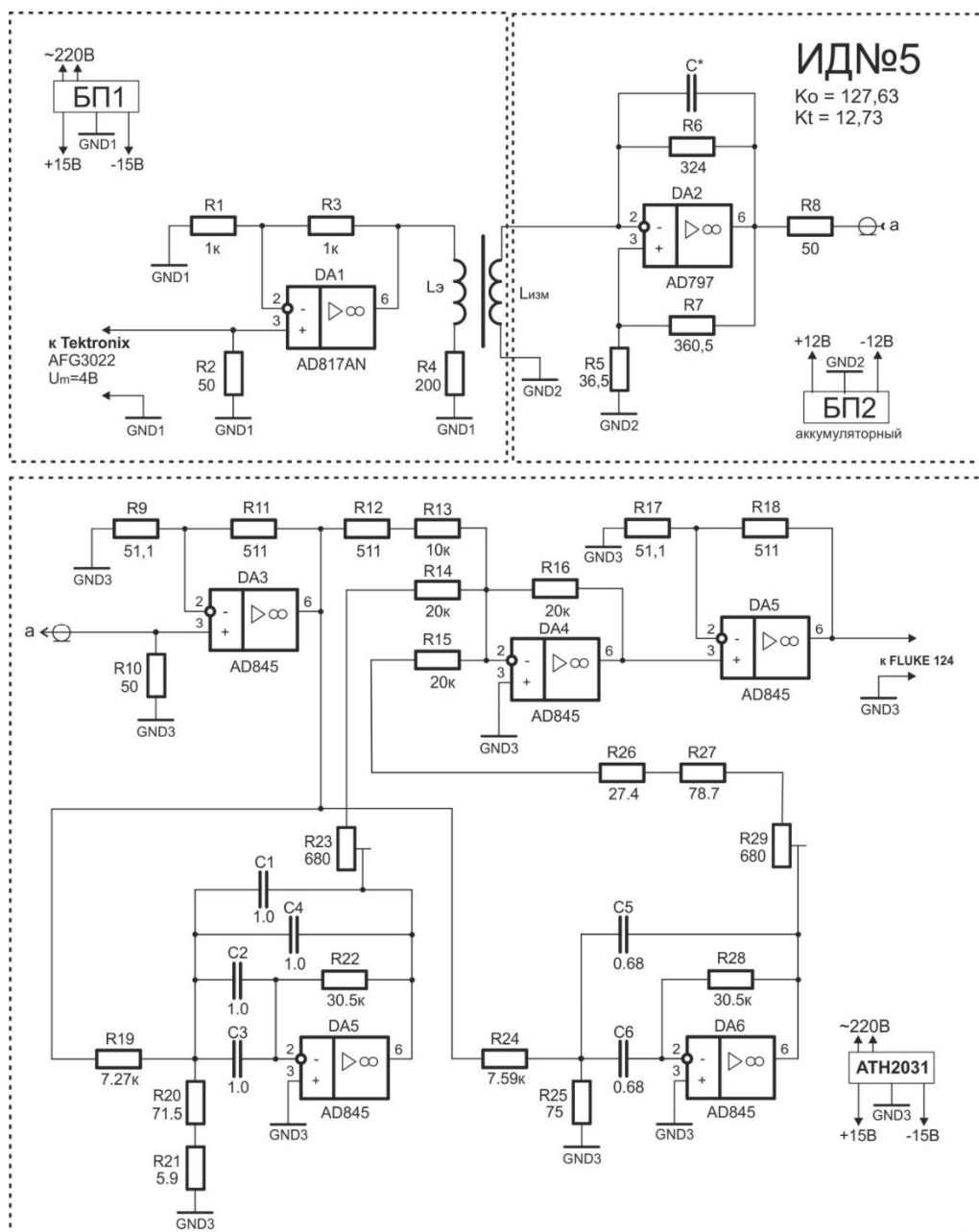


Рисунок 3.11 – Схема измерения АЧХ ИД№5

Величина емкости конденсатора $C^* = 390$ пФ, установленного в цепь отрицательной обратной связи микросхемы DA2 параллельно резистору R6, была выбрана исходя из обеспечения стабильной работы усилителя (отсутствие возбуждения) и постоянного значения коэффициента усиления в широком диапазоне частот как минимум в 3 и более раз превышающем необходимую полосу пропускания измерительного канала.

Коэффициент передачи схемы индукционного датчика ИД№5 на постоянном токе (на низких частотах) рассчитывается по формуле:

$$K_0 = \frac{1 + R_5/R_7}{R_5/R_7 - r/R_6} = \frac{1 + 36,5/360,5}{36,5/360,5 - 36/324} \approx -112,$$

где $r = 36$ Ом – активное сопротивление измерительной катушки.

Знак минус, полученный при вычислении коэффициента усиления свидетельствует о том, что схема инвертирует э.д.с. индуцируемую в измерительной катушке датчика внешним магнитным полем.

Собственная постоянная времени измерительной катушки датчика рассчитывается по формуле:

$$\tau = \frac{L_{изм}}{r} = \frac{4,48}{36} \approx 0,124 \text{ с},$$

где $L_{изм} = 4,48$ Гн – индуктивность измерительной катушки датчика с сердечником.

Коэффициент умножения собственной постоянной времени измерительной катушки датчика вычисляется по формуле:

$$K_\tau = \frac{1}{1 - \frac{\left(\frac{R_5}{R_7}\right)}{\left(\frac{r}{R_6}\right)}} = \frac{1}{1 - \frac{\left(\frac{36,5}{360,5}\right)}{\left(\frac{36}{324}\right)}} \approx 11.$$

На рисунке 3.12 представлен график амплитудно-частотной характеристики индукционного датчика ИД№5, измеренной с помощью выше описанной схемы (рис. 3.11). Сравнение графиков АЧХ, представленных на рисунках 3.12 и 3.10 (красная линия) показывает, что амплитудно-частотная характеристика индукционного датчика ИД№5 измерительная катушка которого подключена к усилителю с положительной обратной связью (рис. 3.11) на частотах выше 10 Гц не имеет существенных отличий от АЧХ, измеренной при подключении измерительной катушки к усилителю, выполненному по другой схеме (рис. 3.10). Можно сделать вывод, что в области высоких частот амплитудно-частотная характеристика датчика почти полностью зависит от частотных свойств измерительной катушки. Однако, при более точном построении графиков АЧХ незначительные отличия в графиках наблюдаются, т.к. положительная обратная связь в

предварительном усилителе для ИД№5, осуществляемая через делитель напряжения R5R7 (рис. 3.11) вносит в АЧХ малый процент неравномерности в рабочей полосе частот. На АЧХ показанной на рисунке 3.12 из-за недостаточного динамического диапазона измерительной системы и укрупнённого масштаба по вертикали существующие неравномерности не просматриваются.

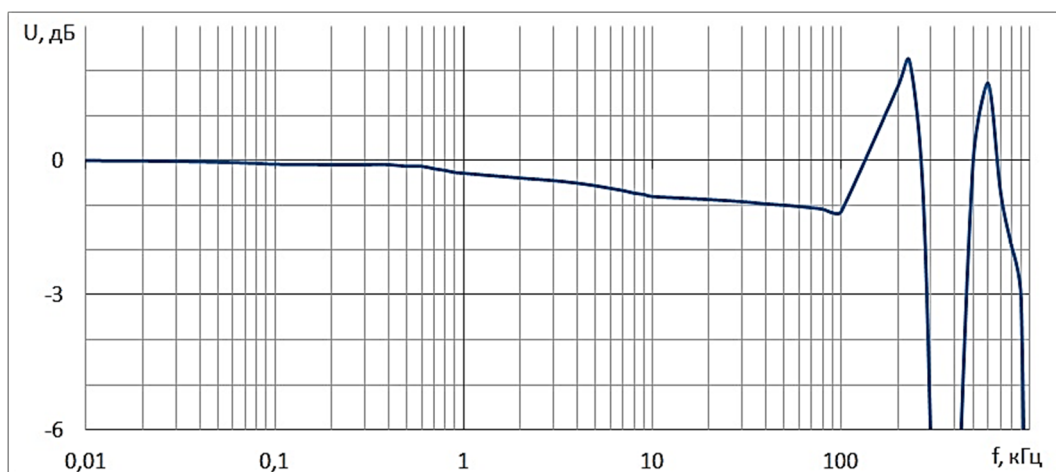


Рисунок 3.12 – График амплитудно-частотной характеристики индукционного датчика ИД№5

Применение новой существенно измененной конструкции измерительной катушки позволило использовать градуировочную катушку, используемую в конструкции индукционного датчика ИД№4 для градуировки индукционного датчика ИД№5. При этом нет никаких опасений получить дополнительную погрешность при измерении АЧХ в области высоких частот. Неточность измерения АЧХ в области высоких частот была связана с тем, что измерительная катушка ИД№4, как было описано выше, состояла из отдельных секций, а усилитель располагался внутри датчика с торца измерительной катушки. Вследствие чего приходилось прокладывать провод с противоположного конца измерительной катушки по всей ее длине к усилителю расположенному с торца. Градуировочная катушка, расположенная в индукционном датчике ИД№4 выполнена в виде однослойной катушки витки которой с шагом 10 мм располагаются в пазах выполненных с наружной стороны защитного электрического экрана. Схема подключения градуировочной катушки как и предварительный усилитель располагается с ее торца, поэтому один из выводов градуировочной катушки подключается к схеме через длинный провод, проложенный по всей длине измерительной катушки параллельно такому же проводу от измерительной катушки. В градуировочную катушку подаются сигналы различной формы, например в виде непрерывного синусоидального тока или прямоугольных импульсов тока амплитуда которых может достигать значительных величин 20-50 мА. В результате мы получаем два близко расположенных провода, длиной более 40 см, которые для токов высокой частоты

представляют электрический конденсатор. Электрическая связь между проводами существенно изменяет амплитудно-частотную характеристику в области высоких частот. Катушка для индукционного датчика ИД№5 выполнена многослойной с четным количеством намотанных слоев, каждый слой проходит через все 14 секций. Это позволило использовать достаточно короткие провода длиной около 4 см для подключения измерительной катушки к предварительному усилителю, расположенному с ее торца и значительно снизило влияние проводов подключающих градуировочную катушку к схеме.

Для сравнения амплитудно-частотных характеристик индукционного датчика ИД№5, получаемых двумя способами: с помощью эталонировочной и градуировочной катушек, были проведены отдельные измерения АЧХ датчика с применением эталонировочной катушки и схемы представленной на рисунке 3.11 и с применением градуировочной катушки и схемы показанной на рисунке 3.13. Отличие схемы представленной на рисунке 3.13 от схемы изображенной на рисунке 3.11 заключается в том, что вместо эталонировочной катушки с усилителем (рис. 3.11) используется градуировочная катушка, подключенная через резистор сопротивлением 50 Ом к функциональному генератору AFG-3022.

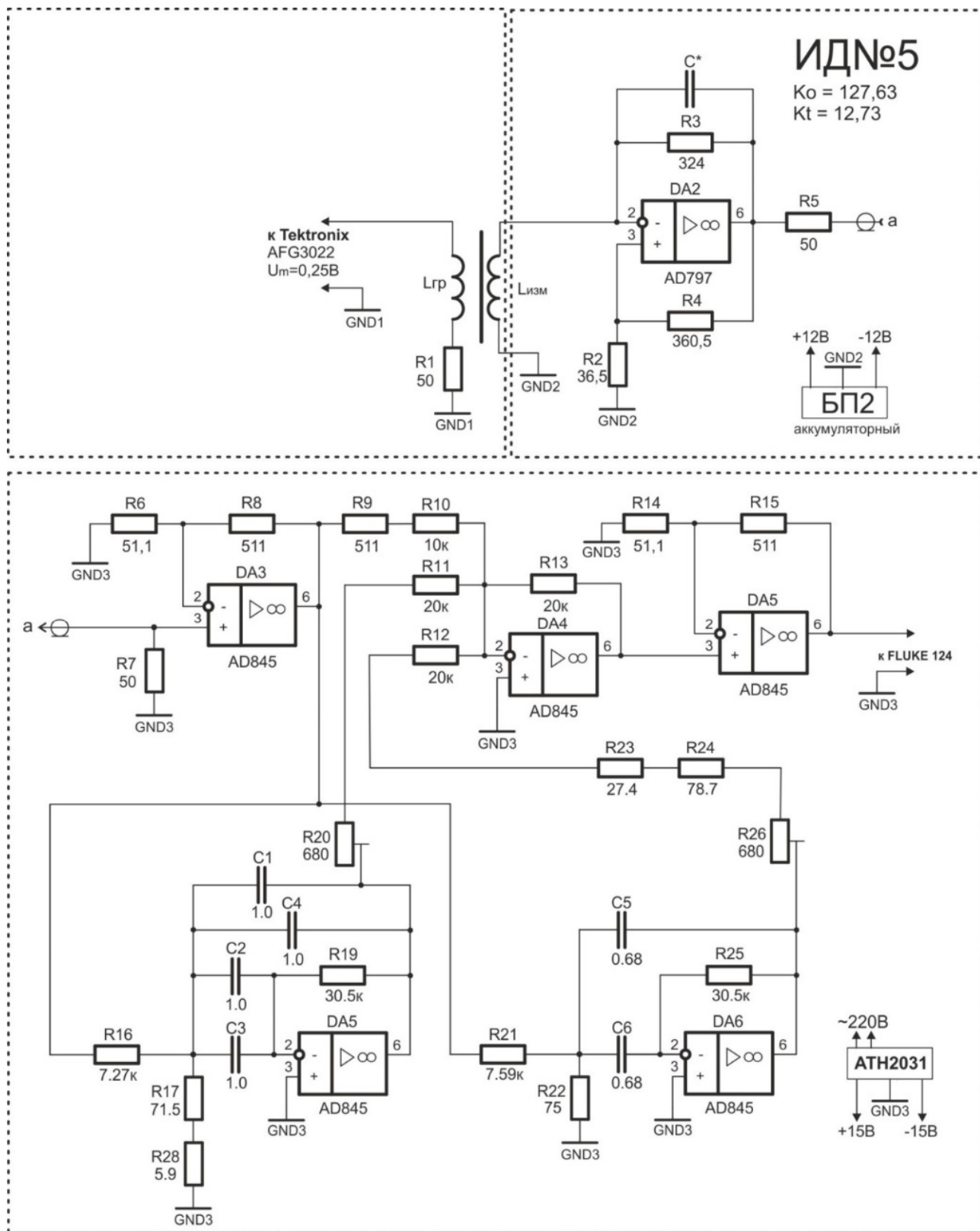


Рисунок 3.13 – Схема для измерения АЧХ индукционного датчика ИД№5 с помощью градуировочной катушки

Результаты измерений АЧХ приведены на рисунке 3.14.

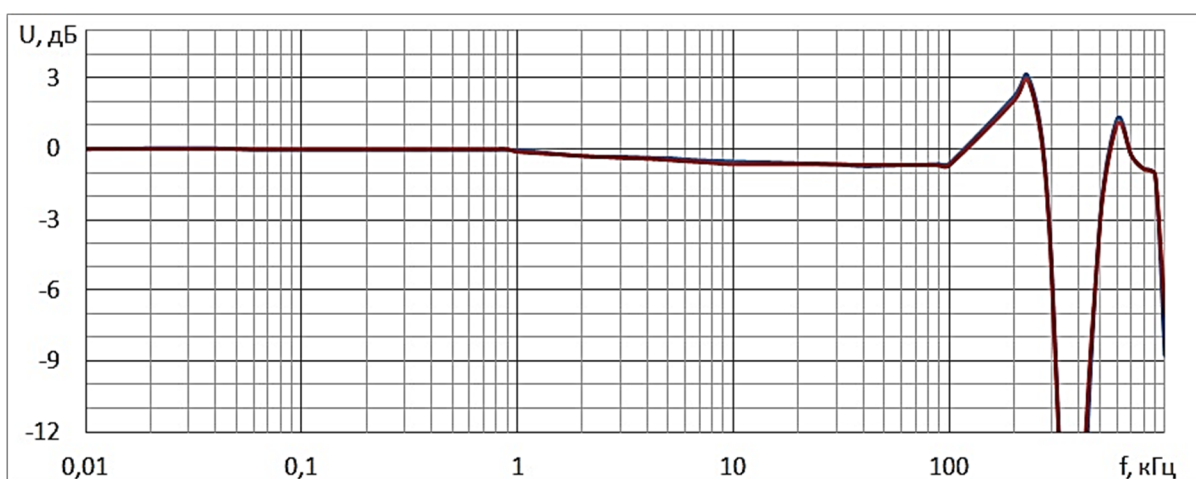


Рисунок 3.14 – Графики амплитудно-частотной характеристики датчика ИД№5, измеренной двумя способами: с применением эталонировочной катушки - синяя линия; с применением градуировочной катушки-красная линия

Графики АЧХ строились по данным измерений уровня выходного сигнала на фиксированных частотах при невысокой детализации по оси частот. Точки на оси частот выбирались с учетом построения графика АЧХ в логарифмической шкале следующим образом: 0,01; 0,02; 0,03; ...; 10; 20; и т.д. Синей линией на рисунке 3.14 показан график амплитудно-частотной характеристики индукционного датчика ИД№5 полученной с помощью эталонировочной катушки, красной линией – с помощью градуировочной катушки. Как видно из рисунка 3.14 графики не имеют существенных отличий во всем частотном диапазоне т.е. практически слились в одну линию. Это позволяет использовать малогабаритную градуировочную катушку, расположенную в корпусе индукционного датчика в место более громоздкой эталонировочной катушки, внутрь которой помещается индукционный датчик. В полевых условиях при измерении переходной характеристики индукционного датчика и измерительного канала в целом использование градуировочной катушки более предпочтительно еще и по причине того, что для уменьшения влияния промышленных электрических помех и помех создаваемых ветровой нагрузкой индукционный датчик вместе с эталонировочной или градуировочной катушкой необходимо помещать ниже уровня земной поверхности в специально приготовленное углубление. В случае использования градуировочной катушки для датчика бурится небольшое отверстие в земном грунте, а в случае использования эталонировочной катушки с установленным в ней датчиком размеры углубления для установки такой конструкции получаются гораздо

большими, что зачастую в полевых условиях трудно обеспечить, особенно в горных скалистых местах.

Были проведены более подробные измерения амплитудно-частотной характеристики ИД№5 с помощью градуировочной катушки и схемы показанной на рисунке 3.13. На рисунке 3.15 показан график полученной АЧХ в логарифмическом масштабе. При построении амплитудно-частотной характеристики были удалены участки АЧХ, определяемые режекторными фильтрами, настроенными на частоты 50 и 150 Гц. Шаг, выбираемый по оси частот при построении АЧХ определялся таким образом, чтобы амплитуда выходного сигнала при изменении частоты на один шаг изменялась на 0,01 дБ.

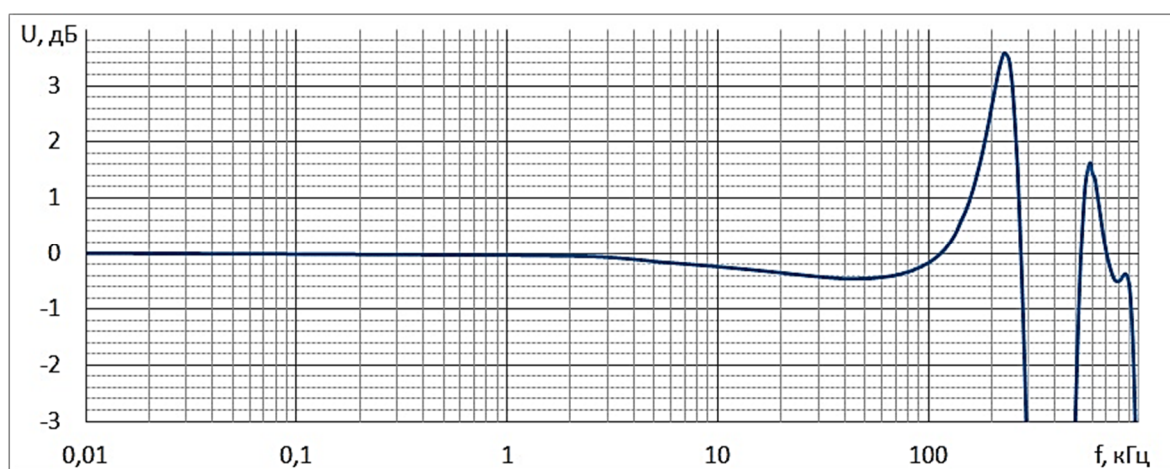


Рисунок 3.15 – График подробной АЧХ индукционного датчика ИД№5, измеренной с помощью градуировочной катушки

Для оценки суммарной амплитудно-частотной характеристики измерительного канала были детально рассмотрены АЧХ отдельных устройств (блоков), входящих в его состав. Фактически измерительный канал состоит из двух последовательно включенных блоков: индукционного датчика и блока усиления и фильтрации сигналов (БУФС), поэтому суммарная АЧХ измерительного канала определяется через произведение АЧХ этих блоков. АЧХ индукционного датчика ИД№5 была подробно рассмотрена выше. На рисунке 3.16 показан график амплитудно-частотной характеристики блока усиления и фильтрации сигналов, измеренной при включённом фильтре низких частот, рассчитанного и выполненного по схеме фильтра Бесселя 6-го порядка. При измерении АЧХ вход БУФС подключался к функциональному генератору AFG-3022, на выходе которого устанавливался синусоидальный сигнал амплитудой 300 мВ. Коэффициент усиления БУФС устанавливался равным 8-ми, что соответствует положению «1» всех переключателей на передней панели блока, управляющих коэффициентом усиления. Выход БУФС

подключался к цифровому вольтметру переменного тока ВЗ-71 с входным сопротивлением 1 МОм. Для обеспечения согласования выходного сопротивления БУФС (50 Ом, на выходе блока установлен последовательно резистор) с волновым сопротивлением высокочастотного кабеля соединяющего выход БУФС с вольтметром вольтметра вход вольтметра дополнительно шунтировался резистором с сопротивлением 50 Ом. При таком подключении суммарный коэффициент усиления схемы измерения уменьшался в два раза, за счет образовавшегося делителя напряжения.

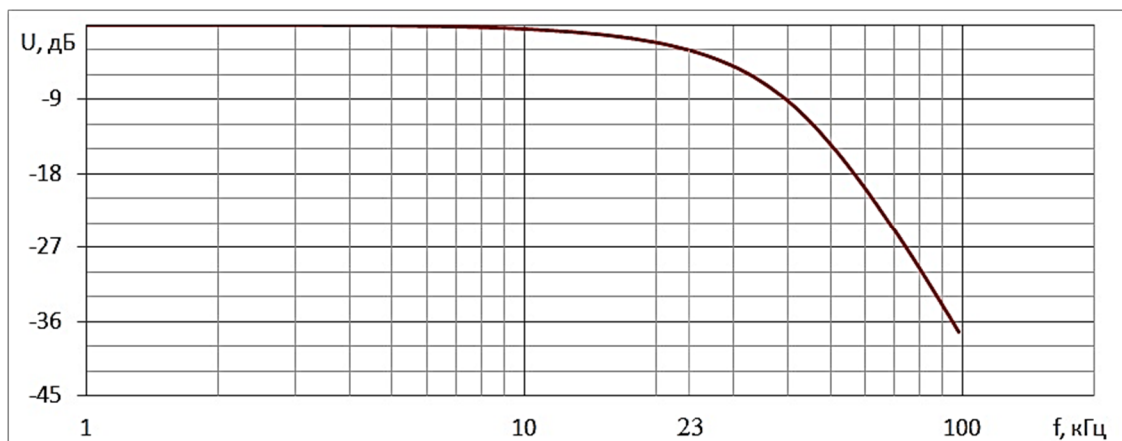


Рисунок 3.16 – График измеренной амплитудно-частотной характеристика БУФС с включенным фильтром низкой частоты

Расчет схемы фильтра низких частот для БУФС проводился исходя из задаваемой частоты среза фильтра по уровню минус 3 дБ равной 25 кГц. Измеренная частота среза БУФС по уровню минус 3 дБ, как видно из рисунка 3.16 составила 23 кГц. Полученное расхождение можно объяснить не достаточной точностью подбора величин элементов фильтра низкой частоты, а так же недостаточным быстродействием микросхем операционных усилителей, применяемых в хеме БУФС. Для оценки влияния быстродействия усилительных схем в схеме БУФС была измерена его амплитудно-частотная характеристика с выключенным фильтром низкой частоты. На рисунке 3.17 приведен график амплитудно-частотной характеристики БУФС при выключенном фильтре низких частот. Условия измерения были такими же что с включенным фильтром. Согласно графику АЧХ приведенному на рисунке 3.17 на частоте 82,4 кГц амплитуда сигнала на выходе БУФС уменьшается на 3 дБ, что свидетельствует об ограниченном быстродействии применяемых в БУФС усилительных схем. Недостаточное быстродействие используемых в БУФС микросхем операционных усилителей приводит к снижению усиления на высоких частотах, так на частоте 82,4 кГц оно составляет около 29%, а на частоте 25 кГц 4,5%. Это и привело при реализации

низкочастотного фильтра Бесселя 6-го порядка к рассогласованию расчетных данных с реально измеренными.

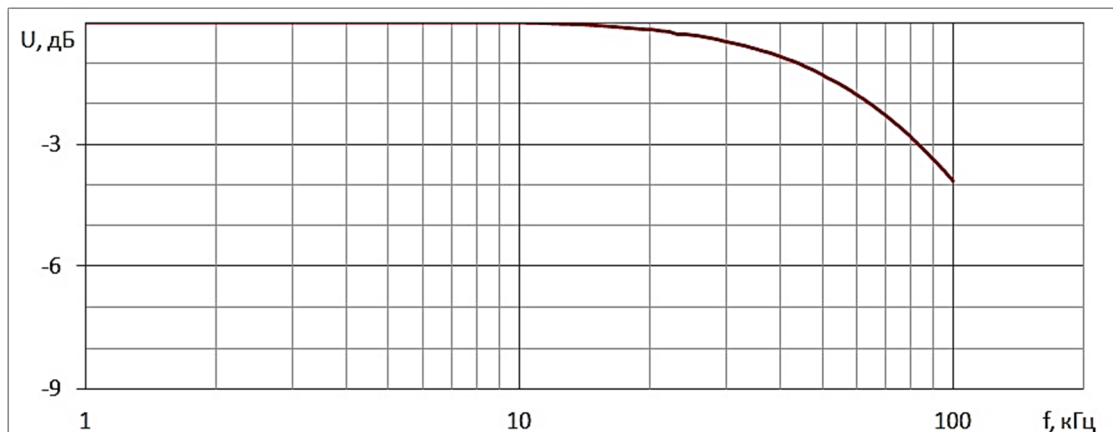


Рисунок 3.17 – График амплитудно-частотной характеристики БУФС с выключенным фильтром низких частот

На рисунке 3.18 приведено сравнение расчетной АЧХ идеального низкочастотного фильтра Бесселя 6-го порядка и реально получившегося, реализованного в схеме БУФС. При построении графиков АЧХ, представленных на рисунке 3.18 по оси частот откладывалась нормированная частота, вычисляемая как f/f_{cp} , где f – текущая частота, f_{cp} – частота среза амплитудно-частотной характеристики фильтра низких частот БУФС (рис. 3.16). Согласно рисунку 3.18 можно сделать вывод о том, что из-за недостаточного быстродействия усилительных схем, используемых в БУФС, АЧХ схемы БУФС с включенным низкочастотным фильтром Бесселя 6-го порядка имеет меньшую крутизну спада за пределами полосы пропускания по сравнению с рассчитанным идеальным фильтром.

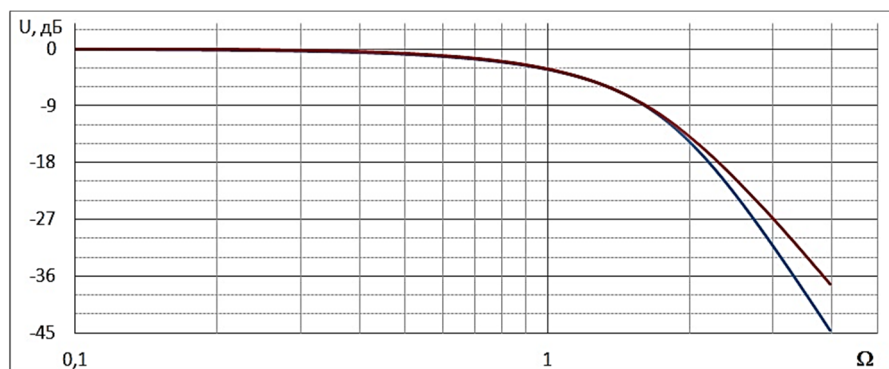


Рисунок 3.18 – Сравнение графиков АЧХ схемы БУФС и расчетного низкочастотного фильтра Бесселя 6-го порядка: синяя линия – график расчетной АЧХ низкочастотного фильтра Бесселя 6-го порядка, красная линия - график АЧХ БУФС с включенным фильтром низких частот

На рисунке 3.19 показан график амплитудно-частотной характеристика измерительного канала, полученный путем суммирования графиков АЧХ, построенных в логарифмическом масштабе, для индукционного датчика ИД№5 и для БУФС.

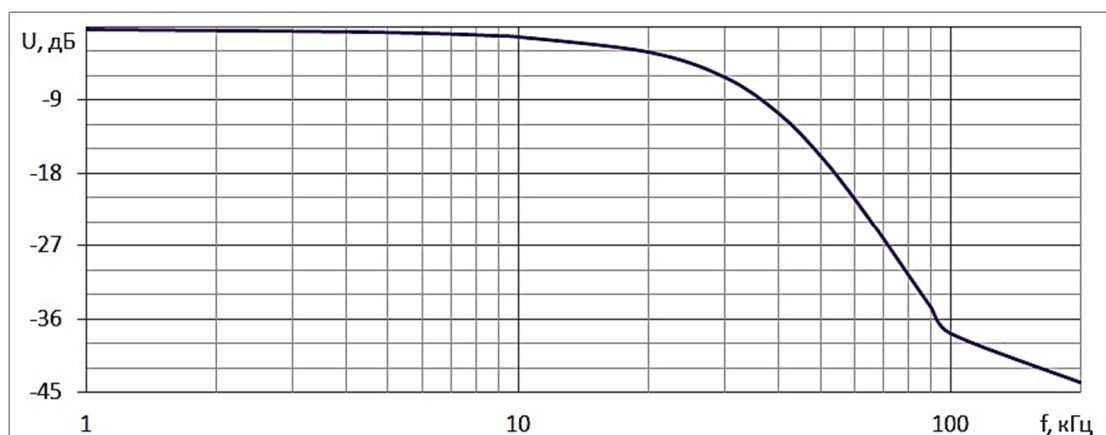


Рисунок 3.19 – График АЧХ измерительного канала (ИД№5 + БУФС)

Согласно рисунку 3.19 частота среза АЧХ измерительного канала по уровню минус 3 дБ в области верхних частот получилась примерно равной 20 кГц, а на частоте 100 кГц подавление сигналов составляет около 37 дБ. Очевидно, для качественной регистрации сигналов, поступающих на вход АЦП с выхода измерительного канала, имеющего выше полученную частотную характеристику, необходима частота дискретизации сигналов не менее 200 кГц.

3.4 Повышение температурной стабильности параметров индукционного датчика

Существенным недостатком ранее изготовленного индукционного датчика ИД№4 является значительная зависимость коэффициентов усиления и умножения постоянной времени интегрирования от температуры окружающей среды. С целью устранения этого недостатков в индукционном датчике ИД№5 резистор R3 установленный в цепи отрицательной обратной связи микросхемы DA2 (рис. 3.13) был выполнен из медного провода. Конструктивно изготовленный резистор представляет собой многовитковую катушку, намотанную тонким медным проводом в навал. Намотка проводилась двумя проводами одновременно с целью значительного снижения (компенсации) индуктивности катушки. Выводы намотанных таким образом двух идентичных обмоток, имеющих одинаковое количество витков, были включены встречно, как показано на рисунке 3.20, что обеспечило компенсацию индуктивности суммарной обмотки.

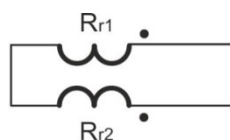


Рисунок 3.20 – Схема включения выводов катушки проволочного резистора с компенсацией индуктивности

Резистор был намотан тонким медным проводом диаметром 0,063 мм, число витков в отдельных катушках резистора Rr1 и Rr2 составило 550. На рисунке 3.21 показана конструкция каркаса для намотки проволочного резистора с компенсацией индуктивности.

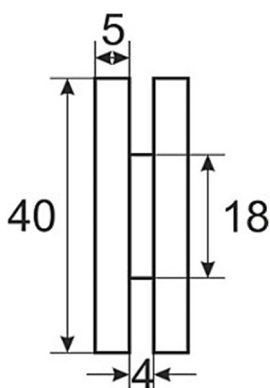


Рисунок 3.21 – Эскиз чертежа каркаса для проволочного резистора с компенсацией индуктивности

На рисунке 3.22 показана схема для измерения амплитудно-частотной характеристики индукционного датчика ИД№5 с установленным в цепь отрицательной обратной связи предварительного усилителя датчика проволочным медным резистором, обеспечивающим температурную стабилизацию параметров датчика.

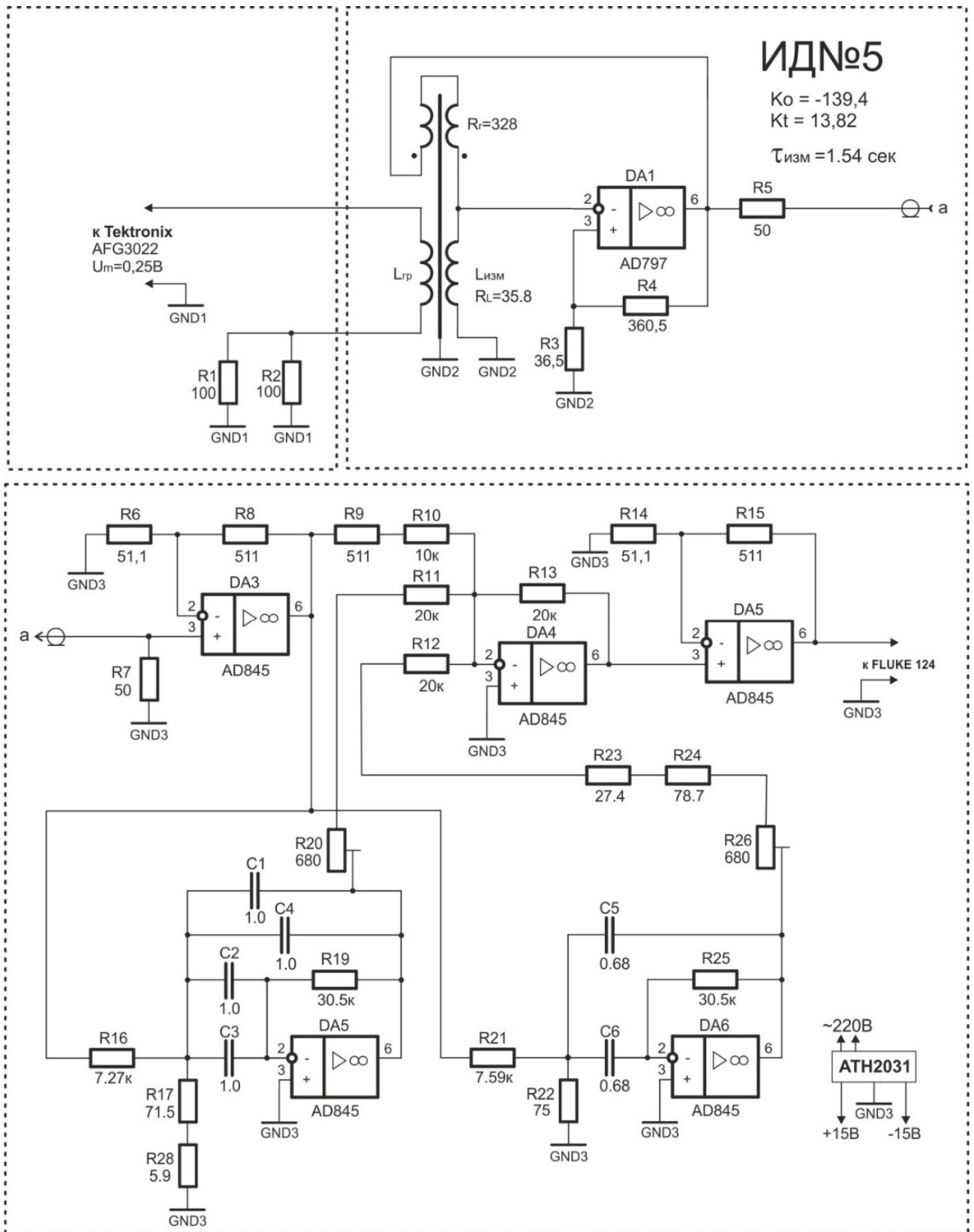


Рисунок 3.22 – Схема для измерения АЧХ индукционного датчика ИД№5 с компенсацией температурной нестабильности параметров

Коэффициент передачи схемы индукционного датчика ИД№5 на постоянном токе, показанной на рисунке 3.22, с учетом зависимости от температуры окружающей среды сопротивлений измерительной катушки и проволочного резистора, установленного в цепь отрицательной обратной связи предварительного усилителя датчика можно определить по формуле:

$$K_0(t^0) = \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{\frac{R_3}{R_4} - \frac{r(1 + 0,01 \cdot K_m \cdot t^0)}{R_r(1 + 0,01 \cdot K_m \cdot t^0)}} = \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{\frac{R_3}{R_4} - \frac{r}{R_r}},$$

где r – активное сопротивление медного провода измерительной катушки $L_{изм}$ при нормальной температуре окружающей среды (+ 20°C); R_r – активное сопротивление проволочного резистора при нормальной температуре окружающей среды; $K_m = 0,4 \text{ \%}/\text{C}^0$ – температурный коэффициент сопротивления медного провода проволочного резистора и измерительной катушки датчика.

Таким образом, коэффициент передачи схемы ИД№5 на постоянном токе, с применением проволочного резистора выполненного из меди, становится не зависимым от изменения температуры.

Коэффициент умножения постоянной времени измерительной катушки датчика $K_\tau(t^0)$ схемы ИД№5, показанной на рисунке 3.22, с учетом зависимости от температуры окружающей среды сопротивлений измерительной катушки и проволочного резистора, установленного в цепь отрицательной обратной связи предварительного усилителя датчика рассчитывается по формуле:

$$K_\tau(t^0) = \frac{1}{1 - \frac{\left(\frac{R_3}{R_4}\right)}{\left(\frac{r(1 + 0,01 \cdot K_m \cdot t^0)}{R_r(1 + 0,01 \cdot K_m \cdot t^0)}\right)}} = \frac{1}{1 - \frac{\left(\frac{R_3}{R_4}\right)}{\left(\frac{r}{R_r}\right)}}.$$

Из приведенного выражения для $K_\tau(t^0)$ видно, что коэффициент умножения постоянной времени измерительной катушки датчика также перестает быть температурно-зависимым при использовании медного проволочного резистора R_r в цепи отрицательной обратной связи предварительного усилителя. Однако, следует отметить, что сама постоянная времени измерительной катушки по-прежнему остается зависимой от температуры, так как

$$\tau(t^0) = \frac{L_{изм}}{r(1 + 0,01 \cdot K_m \cdot t^0)}.$$

Так при изменении температуры окружающей среды от 0 °С до +35 °С собственная постоянная времени измерительной катушки датчика τ уменьшается от 0,124 до 0,11 секунд.

График амплитудно-частотной характеристика датчика, измеренной с помощью схемы, показанной на рисунке 3.22, представлен на рисунке 3.23. Измерения АЧХ проводились дважды. При первом измерении проволочный резистор был снят с сердечника измерительной катушки. График измеренной таким образом амплитудно-частотной характеристики показан на рисунке 3.23 зеленой линией. При втором измерении проволочный резистор был установлен на сердечник измерительной катушки. Полученный при этом график АЧХ показан на рисунке 3.23 красной линией. Согласно графиков, приведенных на рисунке 3.23 на частотах свыше 100 кГц наблюдается значительный подъем АЧХ, который не будет трудно подавить фильтром Бесселя 6-го порядка, установленным в БУФС. Недостатком изготовленного проволочного резистора, схема которого приведена на рисунке 3.20, является большая распределенная емкость, которая совместно с другими паразитными емкостями и остаточными индуктивностями неблагоприятно сказывается на АЧХ индукционного датчика ИД№5 в области высоких частот.

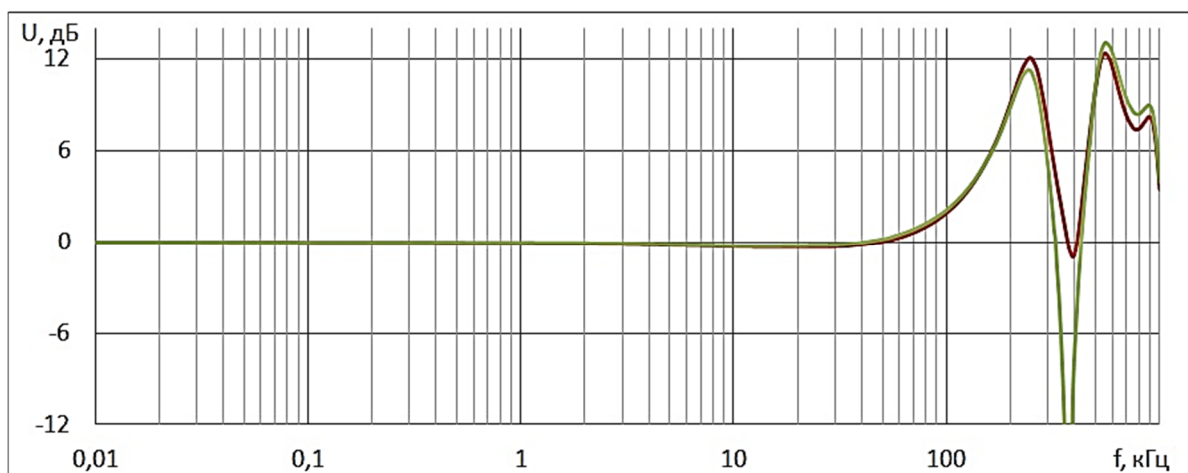


Рисунок 3.23 – Графики АЧХ индукционного датчика ИД№5 с температурной компенсацией, измеренной в двух вариантах установки проволочного резистора: зеленая линия - при снятом с сердечника проволочном резисторе, красная линия при установленном на сердечнике проволочном резисторе

Для устранения влияния распределенной емкости проволочного резистора на АЧХ индукционного датчика был применен другой вид включения выводов катушек проволочного резистора (встречно-параллельное), показанный на рисунке 3.24. Такое включения выводов катушек проволочного резистора позволило значительно снизить остаточные индуктивность и емкость проволочного резистора.

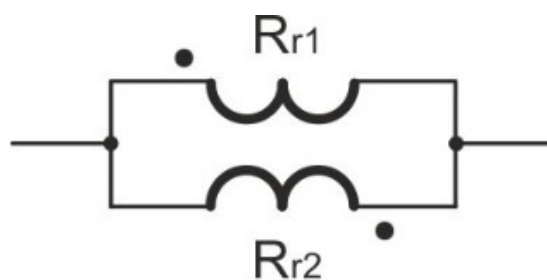


Рисунок 3.24 – Схема включения выводов проволочного резистора с компенсацией индуктивности и емкости

Проволочный резистор намотан в навал двумя проводами одновременно. Для намотки использовался медный провод диаметром 0,063 мм, число витков в отдельных катушках резисторов R_{r1} и R_{r2} составило 2200. Конструкция каркаса для такого проволочного резистора показана на рис. 25.

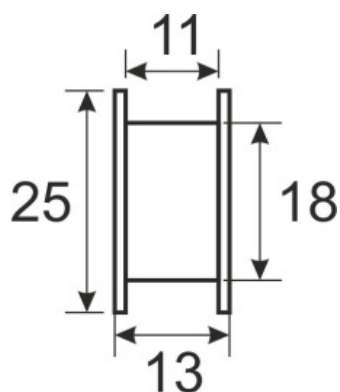


Рисунок 3.25 – Эскиз чертежа каркаса для проволочного резистора с компенсацией индуктивности и емкости

На рисунке 3.26 показана схема для измерения амплитудно-частотной характеристики индукционного датчика ИД№5 с применением проволочного резистора с компенсацией емкости и индуктивности.

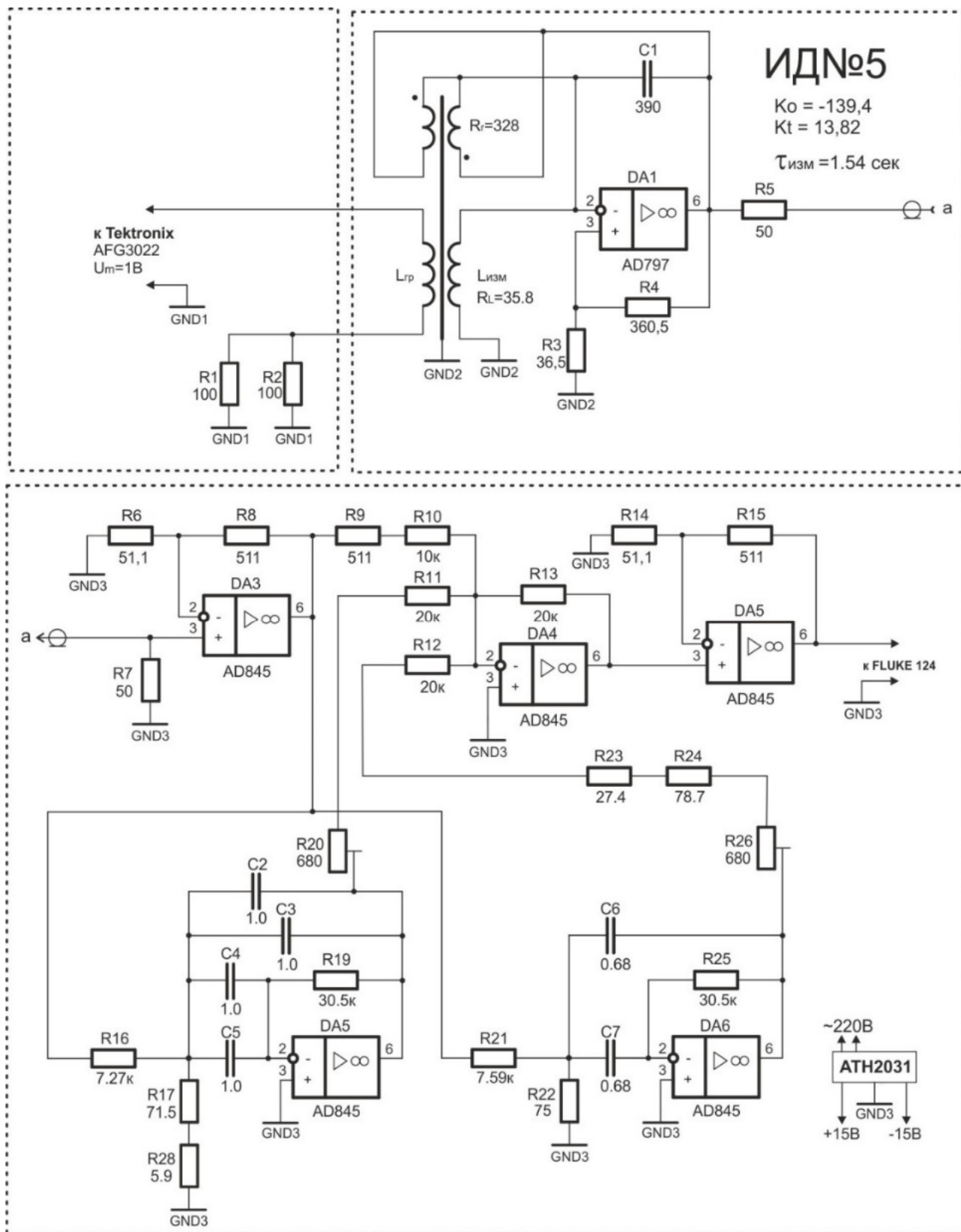


Рисунок 3.26 – Схема измерения АЧХ ИДN№5 с температурной компенсацией (окончательный вариант).

На рисунке 3.27 показан график амплитудно-частотной характеристика окончательного варианта исполнения датчика ИД№5, измеренная с помощью схемы показанной на рисунке 3.26.

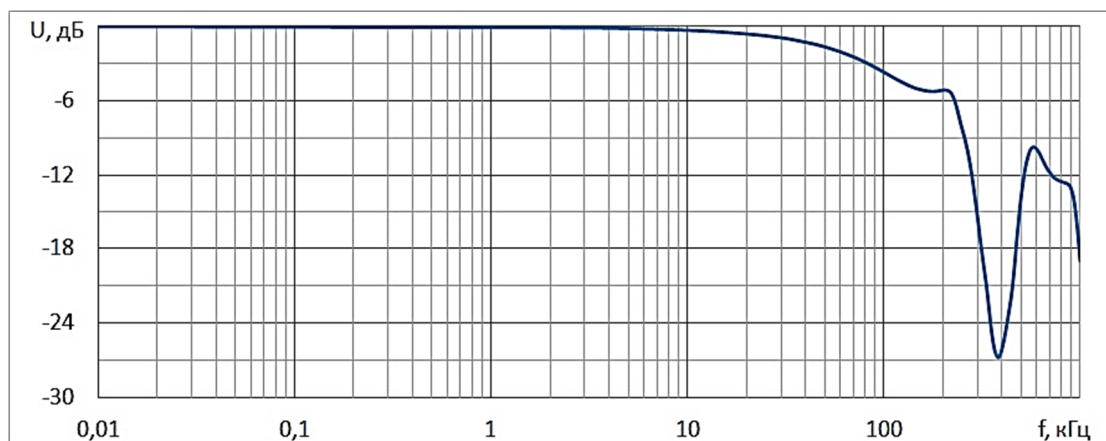


Рисунок 3.27 – График АЧХ окончательного варианта исполнения ИД№5

После применения проволочного резистора с компенсацией индуктивности и емкости, было установлено, что как при снятом, так и при надетом на сердечник проволочном резисторе, АЧХ индукционного датчика не меняется, что свидетельствует о значительной компенсации, как индуктивности, так и емкости проволочного резистора.

На рисунке 3.28 приведен график суммарной амплитудно-частотной характеристика измерительного канала. В процессе проведения измерений в БУФС был установлен коэффициент усиления равный 64. При этом в первом и втором блоках переключателей, управляющих коэффициентом усиления БУФС, переключатели «256» устанавливались в положение «1», а все другие в положение «0». Выход БУФС был нагружен на резистор сопротивлением 50 Ом.

Согласно рисунку 3.28 амплитудно-частотная характеристика измерительного канала получилась достаточно близкой к АЧХ фильтра Бесселя 6-го порядка. Неравномерности АЧХ проявляющиеся на частотах выше 100 кГц (на графике не показано) имеют значительное подавление, более 52 дБ. Таким образом, полученная АЧХ измерительного канала позволяет с уверенностью гарантировать неискаженный прием и регистрацию сигналов становления поля в диапазоне частот от 0,7 Гц до 20 кГц.

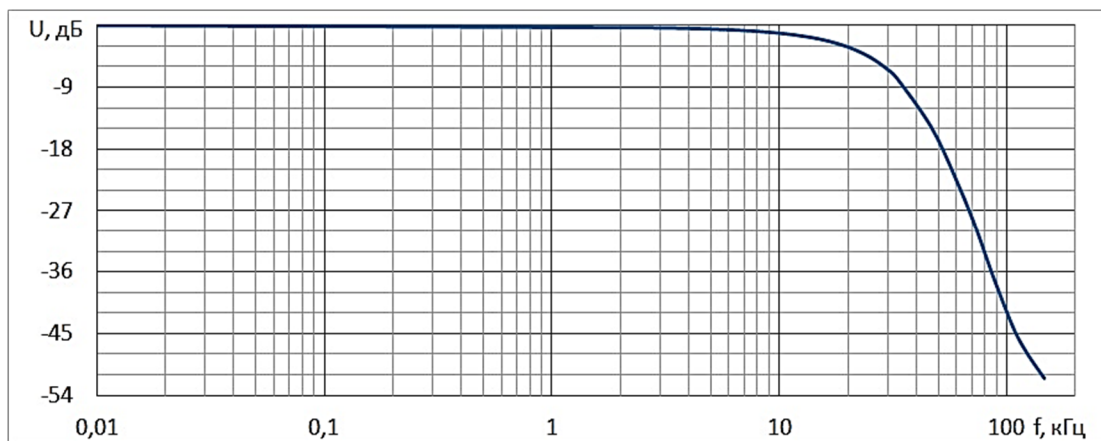


Рисунок 3.28 – График АЧХ измерительного канала с температурно-компенсированным индукционным датчиком ИД№5

4 Проведение полевых экспериментов с макетным образцом электроразведочного измерительного комплекса с применением шумоподобных зондирующих сигналов (ЭРК ШПС) и новым датчиком сигналов ИД №5

Главной задачей, решаемой при проведении полевых экспериментов с макетным образцом измерительного комплекса ЭРК ШПС, было проведение комплексного тестирования нового индукционного датчика ИД№5 в составе электроразведочного комплекса ЭРК ШПС в полевых условиях. Из-за того, что разработка нового индукционного датчика ИД№5 оказалась достаточно трудоемкой и на нее потребовалось гораздо больше времени чем планировалось полевые эксперименты были начаты гораздо позже, вместо июня они начались с 10 сентября 2015 года. Было совершено пять полевых выездов в район испытательного полигона для МГД-генератора, расположенного на территории НС РАН г. Бишкек. В полевых условиях была проведена градуировка регистрационного канала, состоящего из индукционный датчика, БУФС и АЦП. В отличие от вычисленной косвенным методом амплитудно-частотной характеристики измерительного канала путем суммирования отдельно измеренных АЧХ индукционного датчика и БУФС, градуировка регистрационного канала позволяет оценить АЧХ измерительного комплекса по записям специальных градуировочных сигналов, измеренных и преобразованных в цифровую форму в АЦП с заданной частотой дискретизации.

После проведения градуировки регистрационного канала было выполнено несколько сеансов регистрации сигналов становления поля в режиме зондирования шумоподобными сигналами.

4.1 Градуировка регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС с новым датчиком сигналов ИД №5

Для проведения градуировки регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС, в выбранной на местности точке в земном грунте была пробурена вертикальная лунка цилиндрической формы глубиной 90 см, в которую был установлен индукционный датчик. Измерительная аппаратура комплекса ЭРК ШПС располагалась возле установленного индукционного датчика. Отдельные блоки аппаратуры соединялись между собой согласно схеме, показанной на рисунке 4.1. Коэффициент усиления БУФС устанавливался равным 8. Выход БУФС был нагружен на резистор сопротивлением 50 Ом, расположенный на входе БУРС. В настройках БУРС устанавливался режим формирования в градуировочной катушке датчика ИД№5 периодической последовательности биполярных прямоугольных импульсов тока без пауз длительностью 5,12 секунд. Регистрация проводилась в течение 10 минут. Файл с зарегистрированными данными переписывался из БУРС в персональный полевой компьютер (ПК), Notebook.

Обработка полученных данных осуществлялась на ПК с помощью программы BBS_Viewer. С помощью этой программы производилось синхронное весовое накопление зарегистрированных сигналов с периодом накопления равным длительности импульсов, т.е. 5,12 секунды. Максимальное число накапливаемых периодов сигналов определялось длительностью записи (10 минут) и составило 117. Результат накопления представлял собой осредненную реакцию измерительного канала на скачкообразное изменение магнитной индукции поля в точке приема от максимального отрицательного значения до максимального положительного, зарегистрированную на интервале времени длительностью 5,12 с.

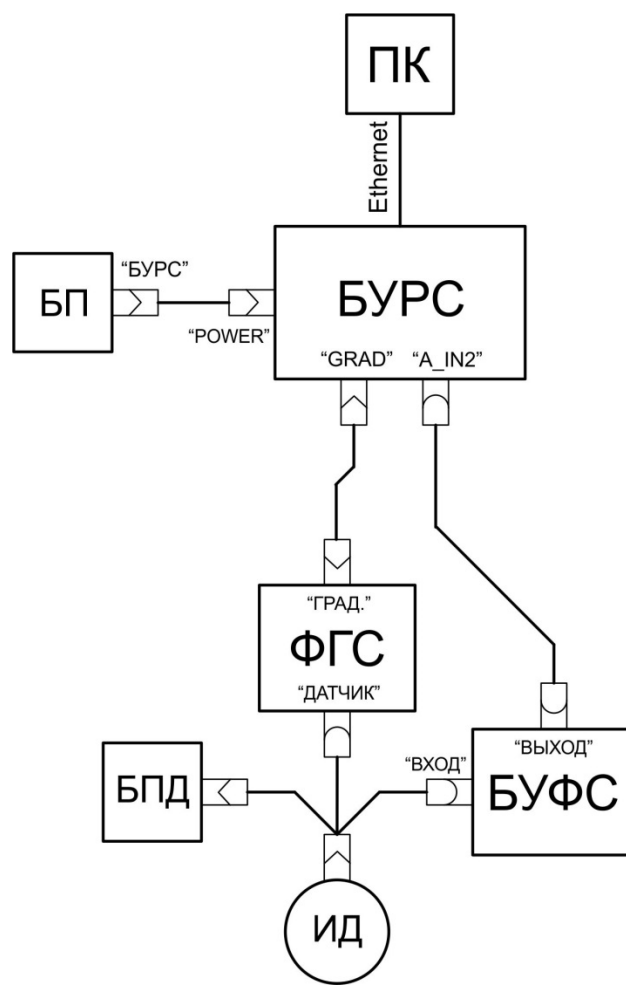
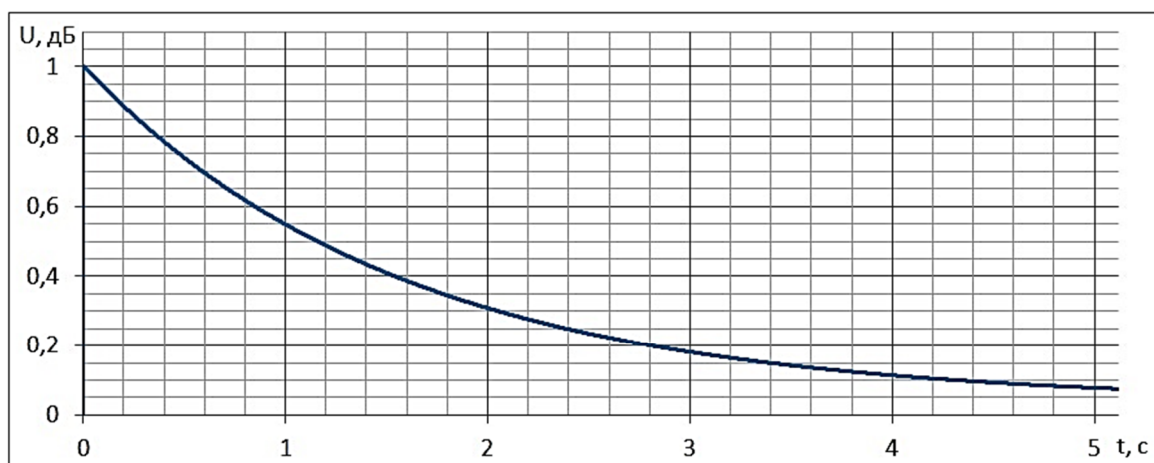


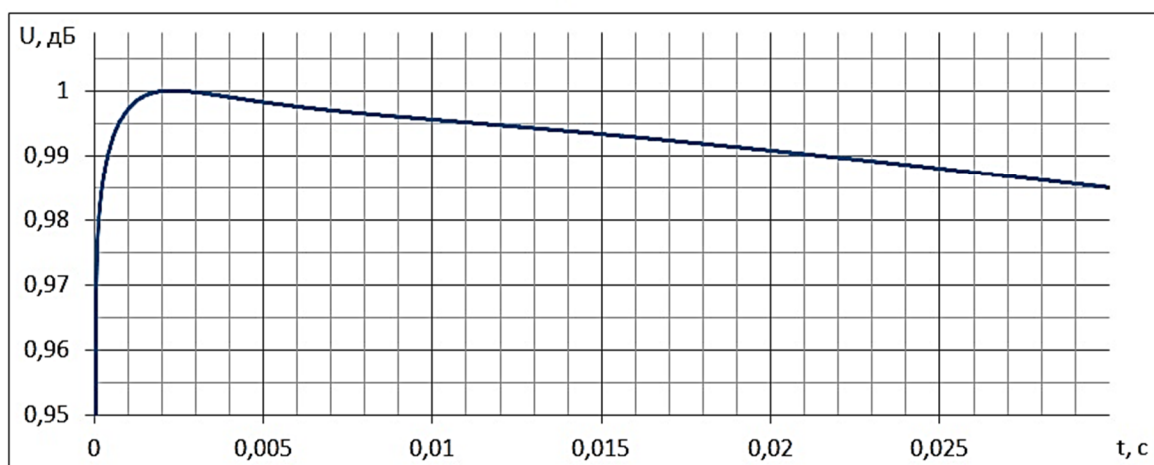
Рисунок 4.1 – Схема для проведения градуировки регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС в полевых условиях:

ИД – индукционный датчик; БПД – блок питания индукционного датчика; ФГС – формирователь градуировочных сигналов; БУФС – блок усиления и фильтрации сигналов; БУРС – блок управления и регистрации сигналов; ПК – персональный компьютер; БП – блок питания БУРС.

С помощью программы BBS_Viewer полученные данные экспортировались в текстовый формат и далее переносились в программу Excel. В программе Excel к отсчетам данных прибавлялась постоянная величина равная по модулю первому отрицательному значению накопленного сигнала, в результате график накопленного сигнала располагался полностью в положительной области. После чего проводилась нормировка полученных отсчетов переходной характеристики регистрационного канала на ее амплитудное значение. На рисунках 4.2 а) и б) показан график нормированной переходной характеристики регистрационного канала в различных масштабах по оси времени.



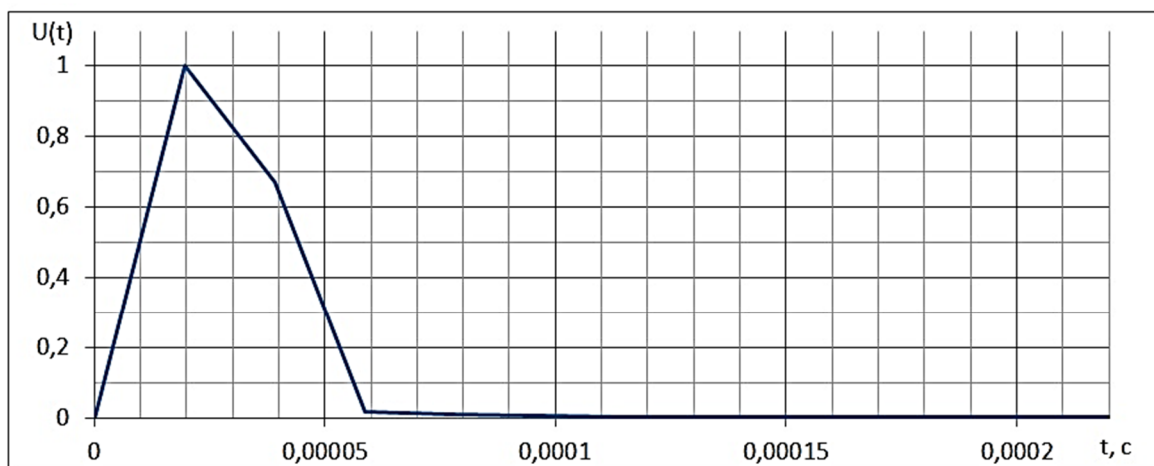
а)



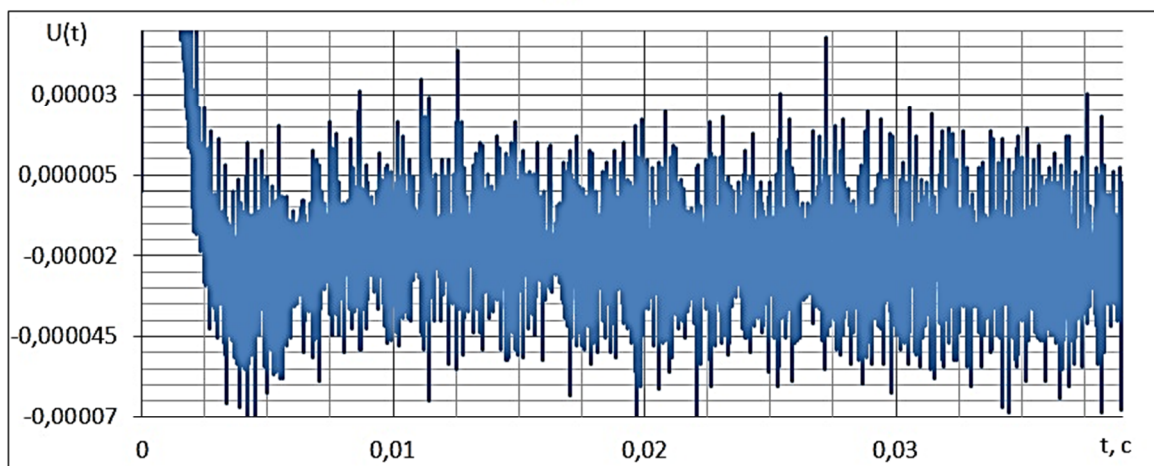
б)

Рисунок 4.2 – Графики нормированной переходной характеристики регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС с новым индукционным датчиком ИД№5, полученной в результате обработки данных полевого эксперимента: а) на интервале $t = 0 \div 5,12$ сек; б) на интервале $t = 0 \div 0,03$ сек в увеличенном масштабе по вертикальной оси

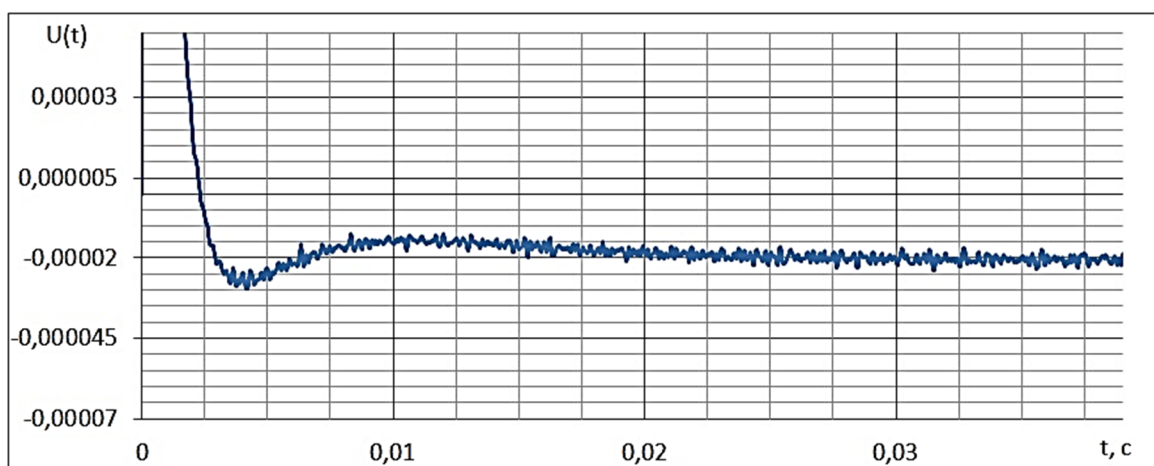
Далее вычислялась импульсная переходная характеристика (ИПХ) регистрационного канала путем дифференцирования полученной переходной характеристики. Для обеспечения корректности последующей обработки получаемых данных в качестве первого отсчета ИПХ был введен начальный отсчет с нулевым значением. Полученный таким образом массив данных ИПХ копировался из программы Excel в программу Origin Pro 9.0 для выполнения дальнейших вычислений. На рисунках 4.3 а) и б) показаны два начальных фрагмента графика нормированной по амплитуде ИПХ: а) на интервале $t = 0 \div 0,00021$ сек; б) на интервале $t = 0 \div 0,04$ сек в увеличенном масштабе по вертикальной оси.



а)



б)



в)

Рисунок 4.3 – Графики ИПХ регистрационного канала с ИД№5 (начальный фрагмент): а) на интервале $t = 0 \div 0,00021$ сек; б) на интервале $t = 0 \div 0,04$ сек в увеличенном масштабе по вертикальной оси; в) на интервале $t = 0 \div 0,04$ сек после обработки низкочастотным фильтром Дирихле 3-го порядка с окном в 5-ть отсчетов

Как видно из рисунка 4.3 б), полученный график ИПХ регистрационного канала сильно зашумлен. Для улучшения соотношения сигнал/шум и выявления характера изменения ИПХ на больших временах в программе Excel была выполнена цифровая фильтрация ИПХ с помощью низкочастотного фильтра Дирихле 3-го порядка с длиной окна в 5-ть отсчетов. На рисунке 4.3 в) показан график фрагмента ИПХ после обработки низкочастотным фильтром.

Амплитудно-частотная характеристика регистрационного канала вычислялась в программе Origin Pro 9.0 путем применения быстрого преобразования Фурье к ИПХ. График нормированной АЧХ регистрационного канала в логарифмическом масштабе приведен на рисунке 4.4.

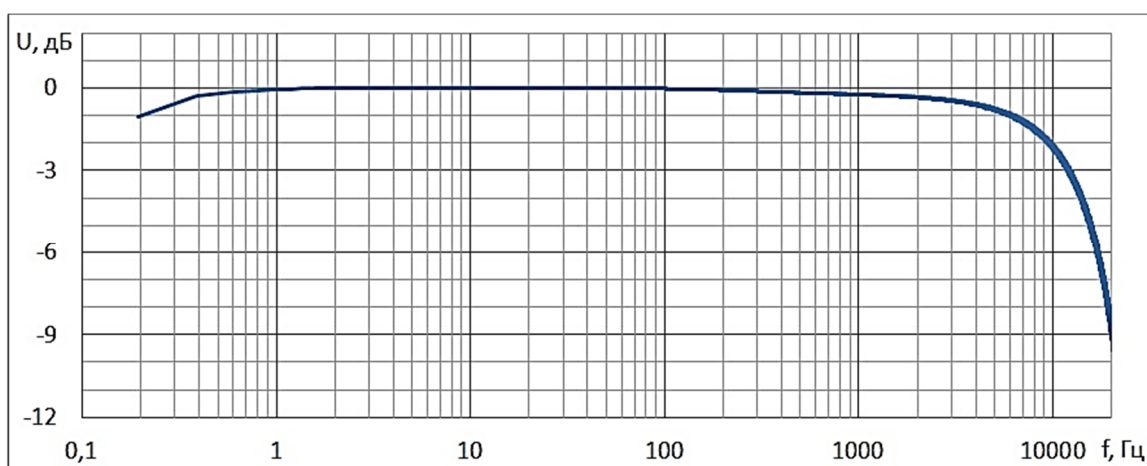


Рисунок 4.4 – График нормированной амплитудно-частотной характеристика регистрационного канала с ИД№5, построенный по данным обработки зарегистрированного градуировочного сигнала

Из рисунка 4.4 видно, что в отличие от амплитудно-частотной характеристики регистрационного канала, измеренной прямым способом и показанной на рисунке 3.28, для которой частота среза в области высоких частот по уровню -3 дБ получилась равной 20 кГц, амплитудно-частотная характеристика регистрационного канала, полученная в результате обработки зарегистрированных градуировочных сигналов в области высоких частот имеет частоту среза по уровню -3 дБ около 12 кГц. Разницу в частотах среза АЧХ в области высоких частот, полученных разными способами, можно объяснить влиянием частоты дискретизации на спектр градуировочных сигналов [3]. Для того чтобы АЧХ регистрационного канала в области высоких частот, получаемая с помощью обработки зарегистрированных градуировочных сигналов, совпадала с АЧХ измеренной прямым способом необходимо как минимум в три раза увеличить частоту дискретизации сигналов.

Из рисунка 4.4 также видно, что в области низких частот амплитудно-частотная характеристика регистрационного канала определяется только для частот выше 0,2 Гц. Для получения АЧХ на частотах ниже 0,2 Гц необходима регистрация градуировочных сигналов длительностью не менее 15 секунд. В блоке управления и регистрации сигналов измерительного комплекса к сожалению не был предусмотрен режим формирования градуировочных импульсов длительностью более 5,12 секунд.

На основании выше изложенного можно сделать вывод о том, что для обеспечения качественного, достоверного и более оперативного контроля параметров измерительного комплекса ЭРК ШПС требуется дальнейшая серьезная его модернизация. Необходим пересмотр схемотехнических решений, применяемых при разработке нового БУРС. Одно из направлений модернизации БУРС должно быть направлено на разработку нового регистратора с частотой дискретизации в разы (не менее трех) превышающей максимально возможную в действующей реализации БУРС. Так же должно быть уделено внимание формированию более длинных импульсов в режиме записи градуировочных сигналов, длительность которых должна быть не менее 20 секунд.

Рассматривая график импульсной переходной характеристики регистрационного канала, показанный на рисунке 4.3, обращаем внимание на то, что значения ИПХ индукционного датчика ИД№5 в области больших времен достаточно малы по величине, но характер переходного процесса во времени довольно сложен. Такой переходный процесс сложно описать аналитическим выражением. Возникло подозрение, что такой переходный процесс обусловлен работой положительной обратной связи в схеме предварительного усилителя датчика, обеспечивающей многократное повышение постоянной времени датчика без изменения параметров измерительной катушки. В связи с этим, для регистрации сигналов становления поля был изготовлен другой датчик ИД№5М, чувствительным элементом которого была такая же измерительная катушка, как и в датчике ИД№5, а в электрической схеме предварительного усилителя была исключена положительная обратная связь. Это было сделано в ущерб большой постоянной времени датчика, которая уменьшилась примерно в 10 раз, а следовательно в области низких частот АЧХ такого датчика должна ограничиваться частотами примерно в 10 раз выше чем для датчика ИД№5. Электрическая схема индукционного датчика ИД№5М показана на рисунке 4.5. Коэффициент усиления э.д.с., индуцированной в измерительной катушке такого датчика был выбран равным 105. Постоянная интегрирования индукционного датчика получилась равной 0,124 секунды. С изготовленным индукционным датчиком ИД№5М была проведена процедура градуировки регистрационного канала, так же как это было сделано для индукционного датчика ИД№5.

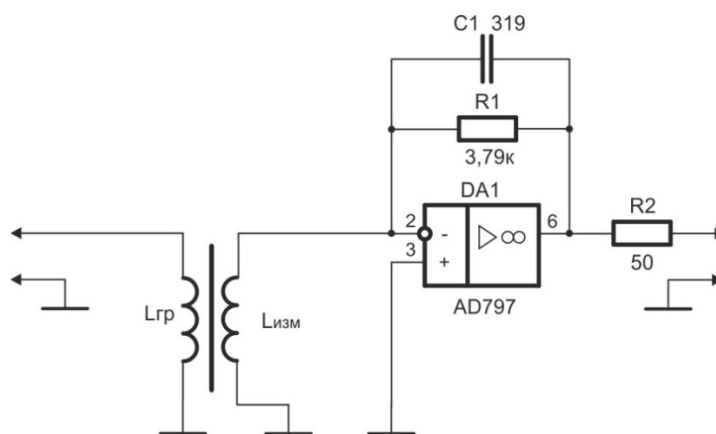
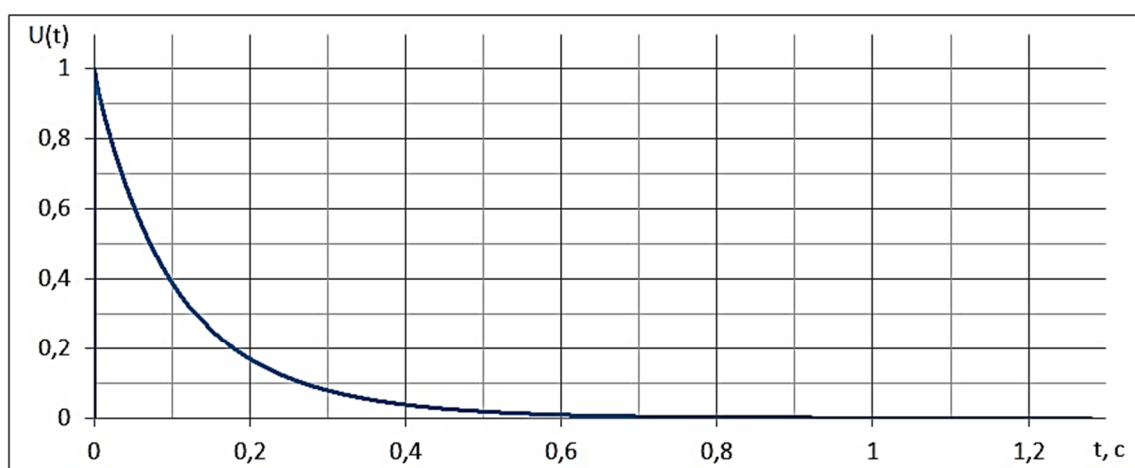
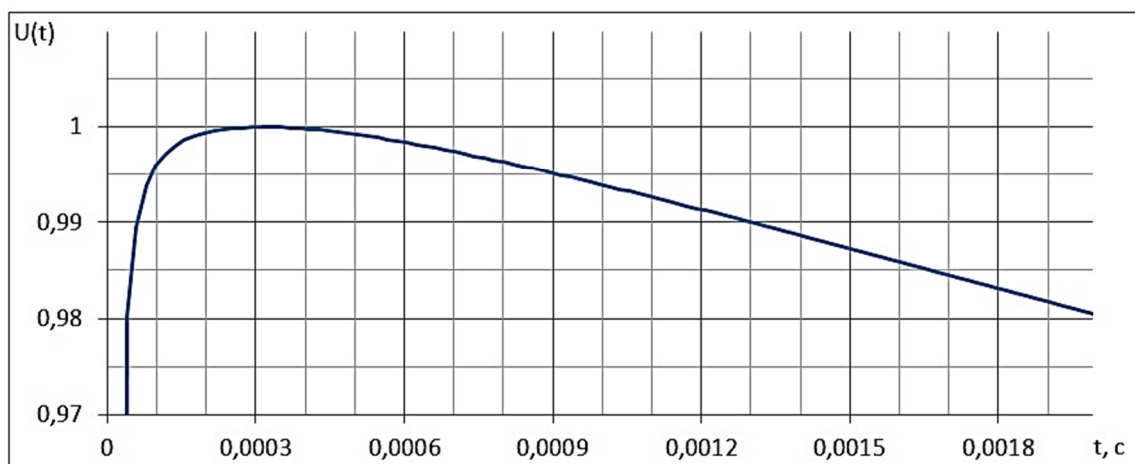


Рисунок 4.5 – Схема индукционного датчика ИД№5М

На рисунке 4.6 показан график полученной переходной характеристики регистрационного канала с индукционным датчиком ИД№5М. Число периодов накопления сигналов градуировки составило 1410.



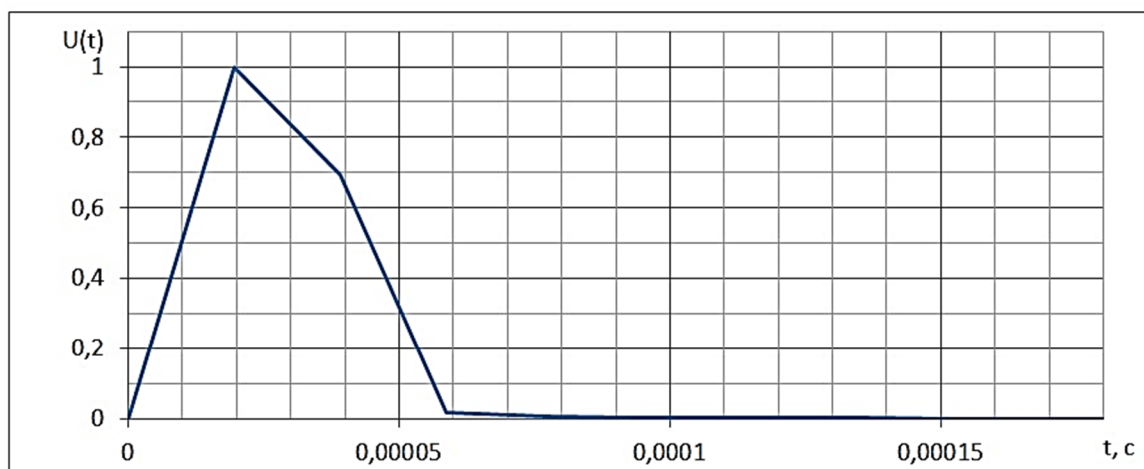
а)



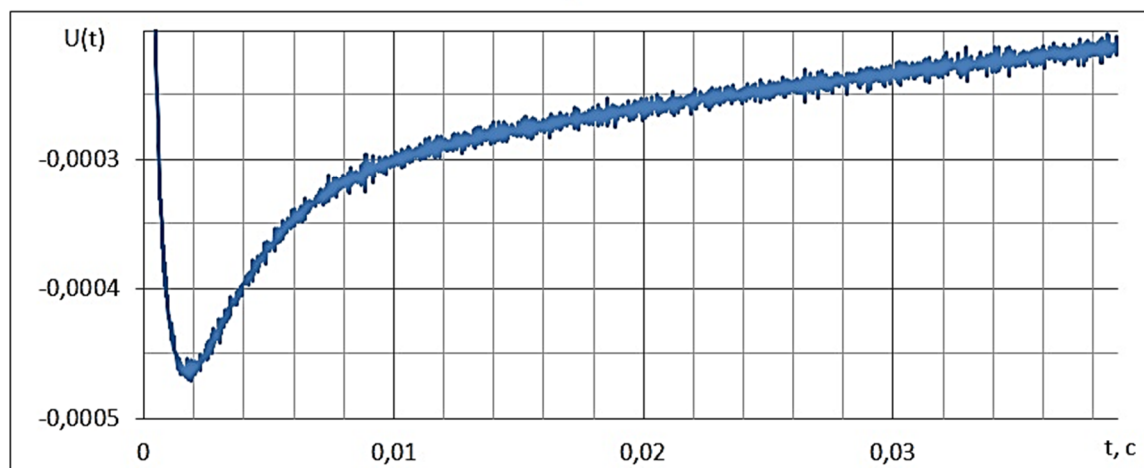
б)

Рисунок 4.6 – График переходной характеристики регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС с индукционным датчиком ИД№5М

На рисунке 4.7 показаны фрагменты графика импульсной переходной характеристики регистрационного канала с индукционным датчиком ИД№5М. График был построен по той же методике что и для датчика ИД№5, описанной выше.



а)



б)

Рисунок 4.7 – Фрагменты графика импульсной переходной характеристики регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС с индукционным датчиком ИД№5М

Амплитудно-частотная характеристика регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС с индукционным датчиком ИД№5М показана на рисунке 4.8. Так как постоянная интегрирования индукционного датчика ИД№5М, в 10 раз меньше, чем у индукционного датчика ИД№5, амплитудно-частотная характеристика индукционного датчика ИД№5М в области низких частот получилась значительно лучше измеренной, чем АЧХ индукционного датчика ИД№5, показанная на рисунке 4.4.

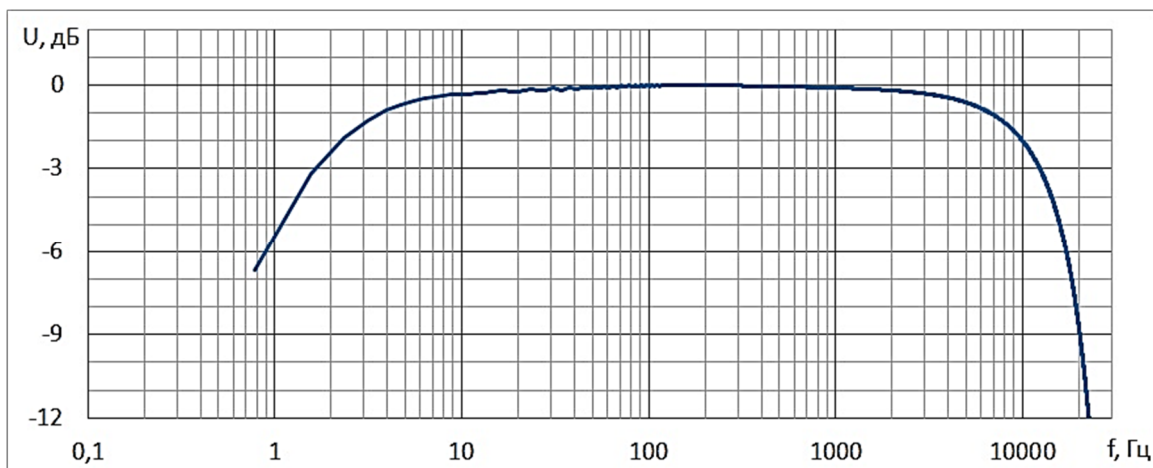


Рисунок 4.8 – График амплитудно-частотной характеристика регистрационного канала измерительного комплекса ЭРК ШПС с индукционным датчиком ИД№5М, построенный по данным обработки зарегистрированного градуировочного сигнала

Согласно рисунку 4.7 индукционный датчик ИД№5М имеет более простую по форме импульсную переходную характеристику. Также по данным градуировки был вычислен максимальный (в полосе пропускания) коэффициент преобразования датчика, который почти в 8-мь раз превысил коэффициент преобразования, полученный для датчика ИД№5.

К недостаткам датчика ИД№5М следует отнести ограниченный диапазон измерения в области низких частот (примерно до 2 Гц), а так же существенную зависимость коэффициента преобразования датчика от температуры окружающей среды.

4.2 Методика и результаты полевых экспериментов по регистрации сигналов становления поля с измерительным комплексом ЭРК ШПС и новыми датчиками сигналов ИД №5 и ИД №5 М

Для проведения экспериментов по регистрации сигналов становления поля выполнялась сборка блоков измерительного комплекса ЭРК ШПС согласно схеме, показанной на рисунке 4.9. В выбранной точке на местности устанавливалась зондирующая рамка со стороной квадрата 50 м. В качестве геометрического центра зондирующей рамки использовалась пробуренная в земле лунка, глубиной 90 см, в которую вертикально устанавливался индукционный датчик. Над лункой для индукционного датчика устанавливалась буссоль на треноге. С помощью буссоли и мерного провода длиной равной половине диагонали квадрата рамки (35,3 м), были отмечены углы рамки так, чтобы стороны размечаемого квадрата были параллельны сторонам света. В углах рамки в грунт были вбиты деревянные колья. Так же по периметру полученного квадрата между четырьмя основными кольями образующими углы квадрата было вбито восемь промежуточных колеи, по

два на каждую сторону. Далее по периметру квадрата, образованного двенадцатью кольями, вбитыми в землю, прокладывался медный изолированный провод сечением 2,5 мм² так, чтобы концы провода сошлись в одном из углов рамки, возле которого размещались блоки аппаратуры измерительного комплекса ЭРК ШПС.

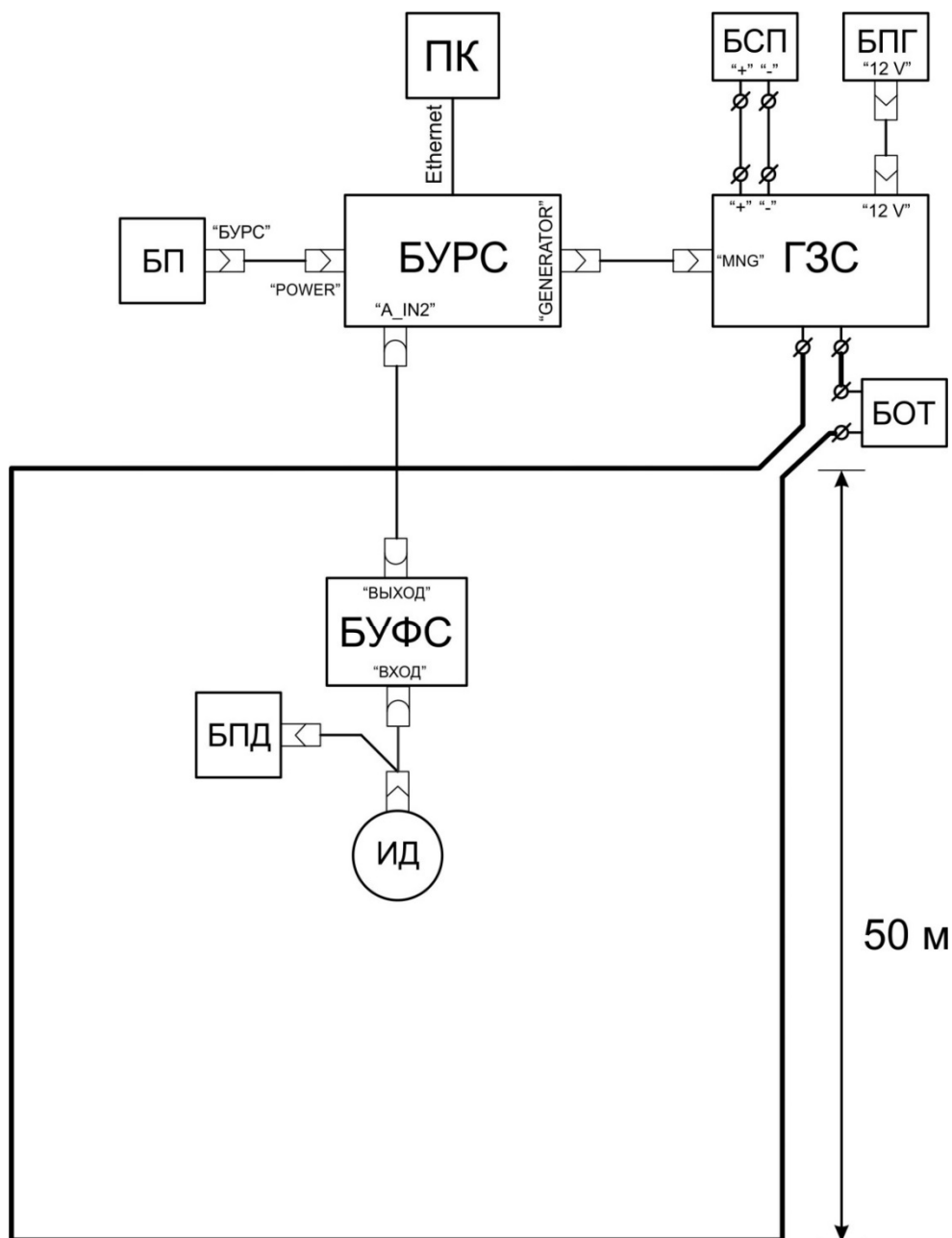


Рисунок 4.9 – Схема проведения зондирований земной коры в режиме ШПС:

БУРС – блок управления и регистрации сигналов; БП – блок питания БУРС; ПК – персональный компьютер; ГЗС – генератор зондирующих сигналов; БСП – блок силового питания; БПГ – блок питания ГЗС; БОТ – блок ограничения тока; БУФС – блок усиления и фильтрации сигналов; ИД – индукционный датчик; БПД – блок питания индукционного датчика.

В таблице 4.1 приведены основные параметры токовых зондирующих импульсов и суммарный коэффициент усиления БУФС, устанавливаемый в экспериментах.

Таблица 4.1 Параметры режимов зондирования

Сопротивление БОТ, Ом	Длительность фронта импульсов тока, определяемая по уровню 0,95, мкс	Амплитуда импульсов тока в рамке, А	Коэффициент усиления БУФС, для датчика ИД№5	Коэффициент усиления БУФС, для датчика ИД№5М
120	10,0	0,85	4088	512
60	19,8			
30	38,7			

Выход БУФС был нагружен на резистор сопротивлением 50 Ом, расположенный на входе БУРС. Суммарный коэффициент усиления БУФС устанавливался в соответствии с таблицей 1. Перед началом регистрации в БУФС включалась автобалансировка, устраняющая постоянное смещение в измерительном канале. После одноминутной выдержки времени автобалансировка в БУФС отключалась. В БУРС устанавливался режим формирования и регистрации ШПС-11-4 означающий формирование шумоподобной М-последовательности разрядностью 11 с длительностью минимального импульса равной четырем периодам дискретизации сигналов. В регистрационный паспорт записывался суммарный коэффициент усиления БУФС и другие параметры режима измерения. Регистрация проводилась в трех режимах (в зависимости от величины сопротивления ограничивающего ток в зондирующей рамке) для каждого датчика согласно таблице 4.1. Длительность каждого сеанса регистрации устанавливалась равной 5-ти минутам. Файлы с зарегистрированным сигналом переписывались в ПК и обрабатывались с помощью программы BBS_Viewer. В программе BBS_Viewer производилось вычисление взаимной корреляционной функции (ВКФ) между зарегистрированным сигналом и идеальной одиночной М-последовательностью зондирующих импульсов. Далее выполнялась процедура накопления полученных периодически повторяемых сигналов ВКФ при длительности окна накопления равной длительности используемой М-последовательности, количество накоплений было равно 2006. Конечным результатом такой обработки является вычисление и построение графика ВКФ, которую можно считать комбинационной импульсной переходной характеристикой земной коры в точке приема и приемного измерительного тракта. Для выявления вклада в полученные ВКФ импульсной передаточной характеристики земной коры была проведена регистрация и обработка градуировочных сигналов в режиме ШПС. При этом в градуировочные

катушки индукционных датчиков подавались шумоподобные М-последовательности токовых импульсов с параметрами полностью совпадающими с параметрами зондирующих сигналов подаваемых в индукционную рамку в режиме зондирования земной коры. Обработывались такие градуировочные записи также как и при зондировании земной коры. Для сравнения ВКФ, полученных в результате корреляционной обработки зарегистрированных сигналов при зондировании земной коры с ВКФ, полученными в результате корреляционной обработки градуировочных записей сигналов, получаемые графики ВКФ нормировались на максимальное значение. В первом приближении можно считать, что ВКФ, полученные в результате обработки градуировочных сигналов, представляют собой импульсную переходную характеристику регистрационного тракта измерительного комплекса.

Результаты полевых экспериментов в виде нормированных графиков ВКФ, полученных при обработке записей сигналов становления поля в земной коре и записей градуировочных сигналов для датчика ИД№5 показаны на рисунке 4.10, а для датчика ИД№5М на рисунке 4.11. На рисунках 4.10 а) и 4.11 а) показаны начальные фрагменты сравниваемых графиков ВКФ в диапазоне времен от 0 до 350 мкс, а на рисунках 4.10 б) и 4.11 б) более подробно показана средняя часть сравниваемых графиков ВКФ в диапазоне времен от 0 до 10 мс.

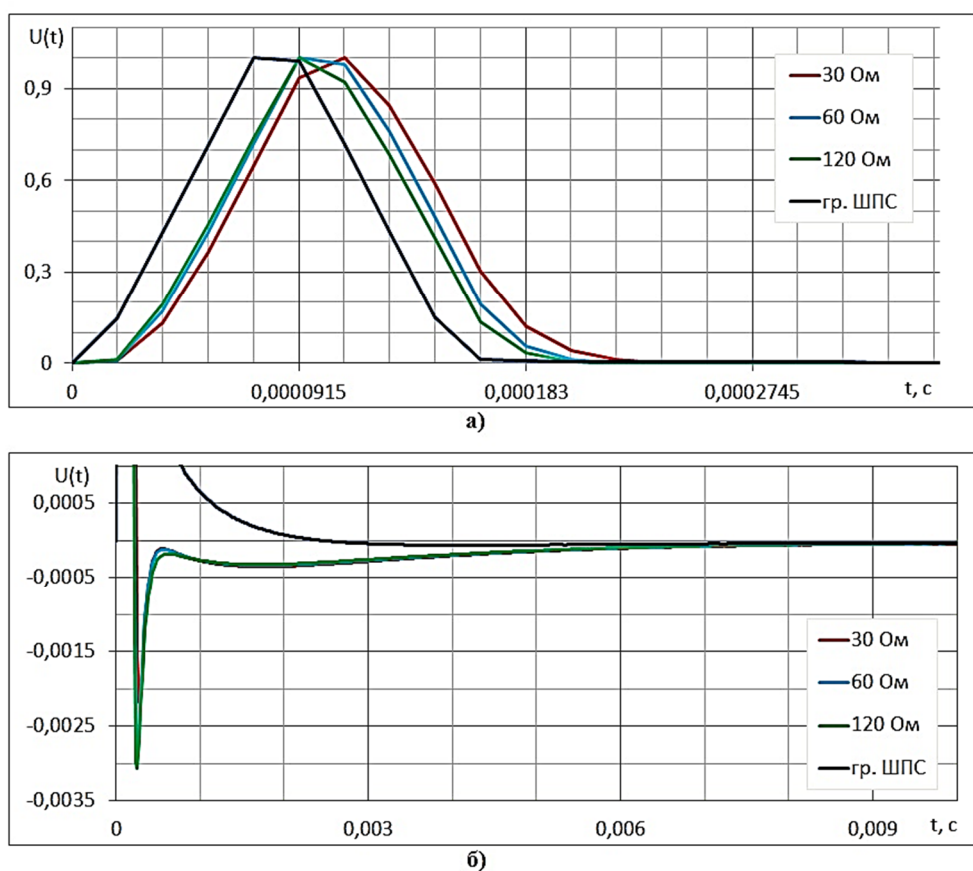


Рисунок 4.10 – Графики фрагментов нормированных ВКФ, полученные по данным регистрации полевых и градуировочных сигналов для измерительного канала с датчиком ИД№5

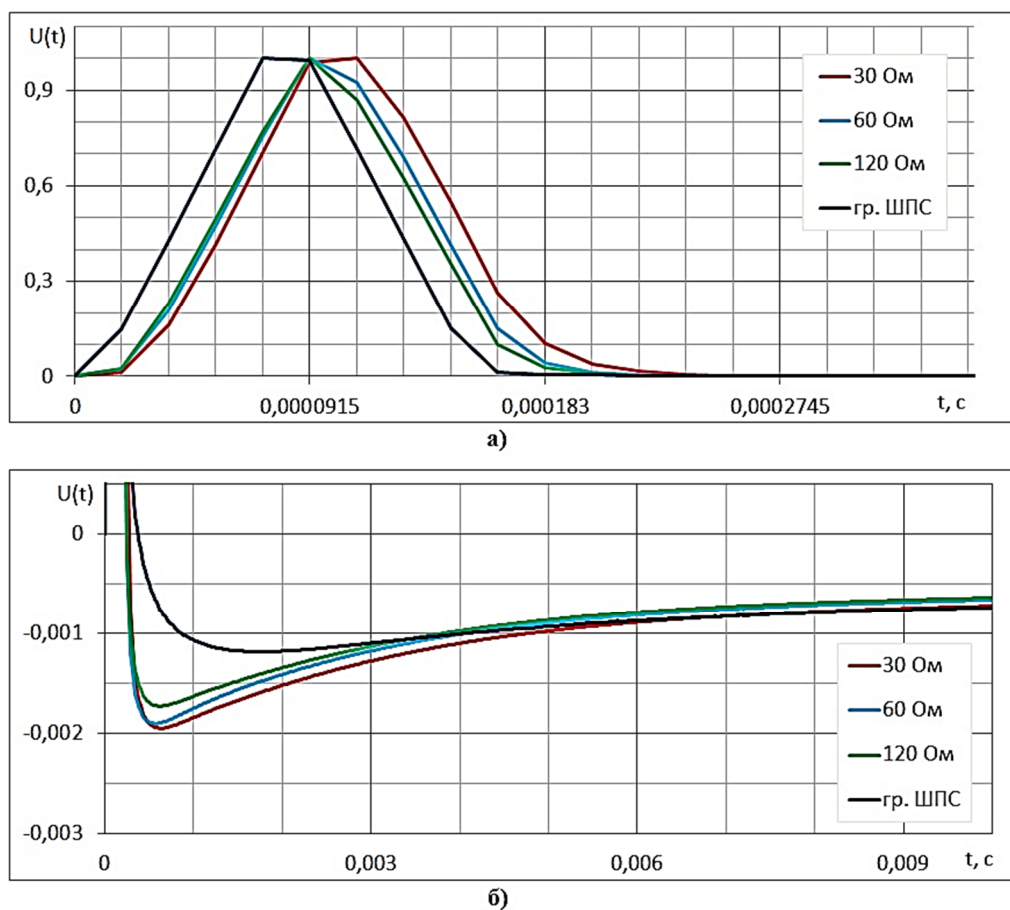


Рисунок 4.11 – Графики фрагментов нормированных ВКФ, полученные по данным регистрации полевых и градуировочных сигналов для измерительного канала с датчиком ИД№5М

Сравнение графиков ВКФ для полевых и градуировочных сигналов на интервале начальных времен от 0 до 350 мкс показывает, что сигналы ВКФ имеют примерно одинаковую форму в виде “колоколообразных” импульсов, отличие заключается в длительности этих импульсов (определяемой по уровню 0,5 от амплитуды) и временных задержках. Импульс ВКФ градуировочного сигнала является самым коротким и опережает по времени импульсы ВКФ полевых сигналов, причем для датчика ИД№5М этот импульс короче чем для датчика ИД№5. Чем больше постоянная времени зондирующей цепи, определяемая величиной индуктивности зондирующей рамки $L_3 \approx 0,4$ мГн и сопротивлением установленного в БОТ резистора, ограничивающего ток в рамке (30, 60 или 120 Ом), тем длиннее импульс ВКФ, величина временной задержки полевых импульсов ВКФ по отношению к градуировочному импульсу ВКФ при этом слабо меняется. Сравнивая графики ВКФ на интервале времен от 0 до 10 мс можно наблюдать довольно значительное отличия графиков ВКФ полученных для полевых сигналов от графиков для градуировочных сигналов. Наибольшие отличия наблюдаются для датчика ИДС№5 (значительный по амплитуде выброс переходного процесса).

Отмеченные отличия ВКФ для полевых сигналов от ВКФ для градуировочных сигналов объясняются различием элементов (блоков) измерительной системы, участвующих в формировании этих сигналов. Полученные в результате корреляционной обработки полевых сигналов ВКФ с точки зрения теории переходных процессов фактически являются импульсными переходными характеристиками цепи, состоящей из трех последовательно соединенных блоков: индукционной зондирующей рамки, модели земной коры, рассматриваемой как линейный частотно-зависимый четырехполюсник и приемного регистрационного канала, включающего датчик сигналов, блок усиления и фильтрации сигналов и схему АЦП. ВКФ, получаемая в результате корреляционной обработки градуировочных сигналов фактически представляет собой импульсную переходную характеристику приемного регистрационного канала. Следует однако помнить, что выше указанные допущения становятся возможными только при использовании в качестве зондирующих сигналов достаточно длинных периодически повторяемых шумоподобных М-последовательностей токовых импульсов, автокорреляционная функция которых приближается к идеальной δ -функции Дирака.

Была сделана попытка вычисления с помощью полученных ВКФ частотной характеристики исследуемой среды (земной коры). С этой целью с помощью быстрого преобразования Фурье вычислялись нормированные частотные спектры ВКФ, полученных в результате корреляционной обработки полевых и градуировочных сигналов. Графики таких спектров для измерительного канала с датчиком ИД№5 приведены на рисунке 4.12, а для измерительного канала с датчиком ИД№5М на рисунке 4.13.

Далее проводилось вычитание из спектров ВКФ для полевых сигналов, представленных в логарифмическом масштабе, спектров ВКФ для градуировочных сигналов. Полученные таким образом разностные спектры в первом приближении можно считать амплитудно-частотными характеристиками цепи, состоящей из зондирующей индукционной рамки и земной коры.

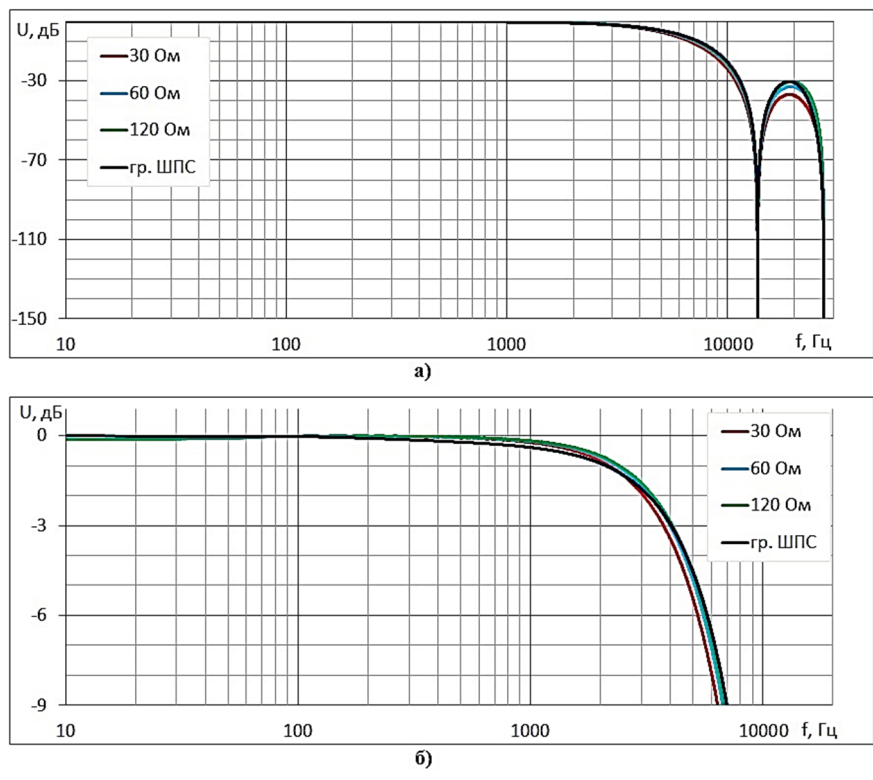


Рисунок 4.12 – Графики частотных спектров сигналов ВКФ, полученных по данным регистрации полевых и градуировочных сигналов для регистрационного канала с датчиком ИД№5

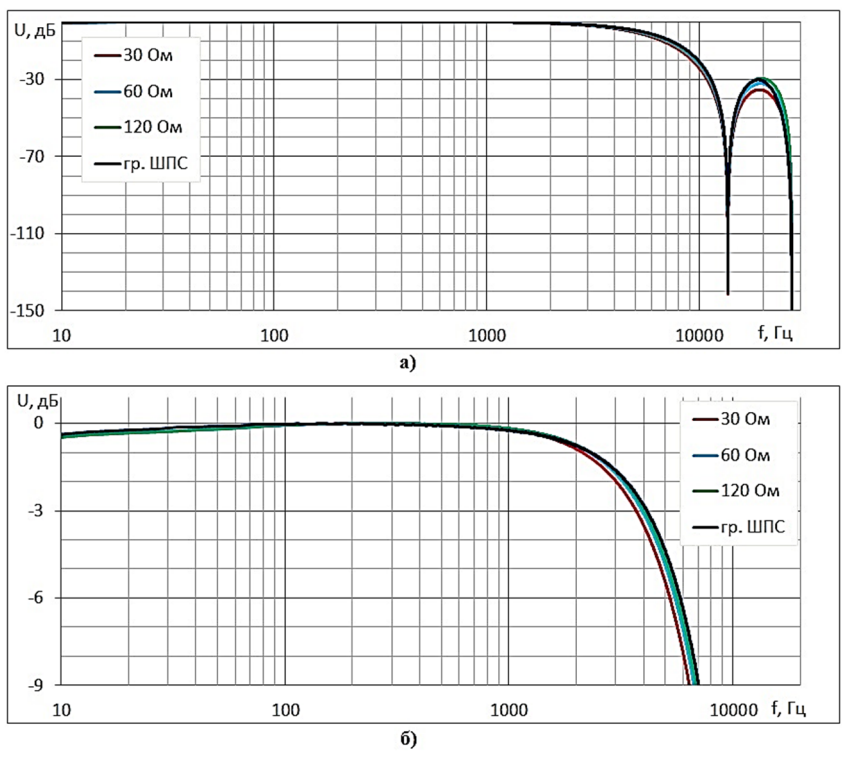


Рисунок 4.13 – Графики частотных спектров сигналов ВКФ, полученных по данным регистрации полевых и градуировочных сигналов для регистрационного канала с датчиком ИД№5М

На рисунке 4.14 представлены графики разностных спектров, полученных для измерительного канала с датчиком ИД№5, а на рисунке 4.15 для канала с датчиком ИД№5М.

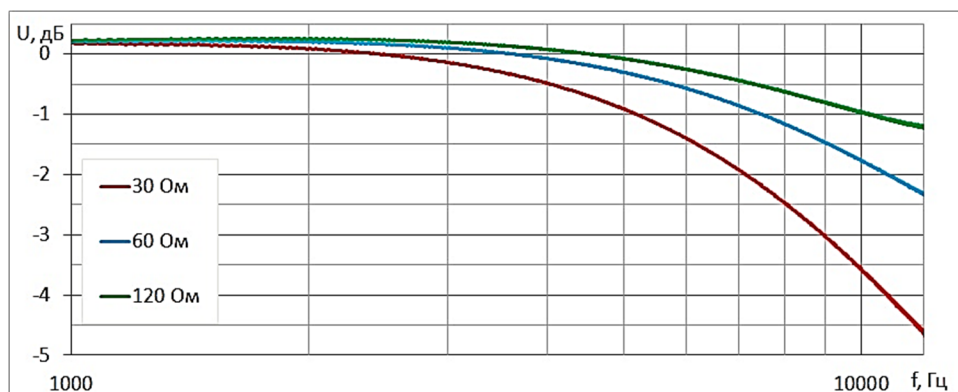


Рисунок 4.14 – Графики разностных спектров сигналов, вычисленных для регистрационного канала с датчиком ИД№5

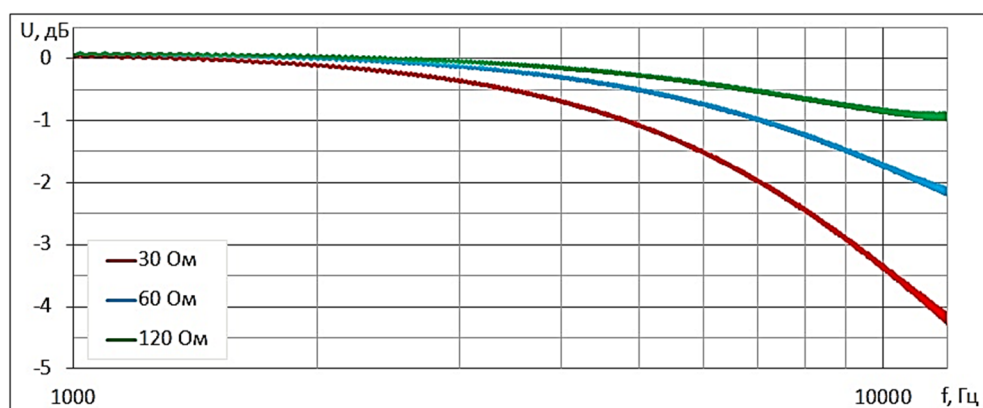


Рисунок 4.15 – Графики разностных спектров сигналов, вычисленных для регистрационного канала с датчиком ИД№5М

Для получения АЧХ земной коры из полученных разностных спектров вычиталась АЧХ зондирующей цепи, состоящей из последовательно включенных зондирующей рамки и резистора блока ограничения тока (БОТ). Вычисление АЧХ зондирующей цепи осуществлялось с помощью аналитического выражения:

$$U(f), \text{дБ} = 20 \cdot \lg \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \tau^2}} \right),$$

где f – частота; $\tau = L_{ЗР}/(R_{БОТ} + R_{ЗР})$ – постоянная времени зондирующей цепи; $L_{ЗР}$ – индуктивность зондирующей рамки; $R_{БОТ}$ – сопротивление используемого резистора в блоке ограничения тока; $R_{ЗР}$ – активное сопротивление медного провода зондирующей рамки с учетом сопротивления подводящих проводов. Значения τ были взяты из таблицы 4.2, в которой приведены электрические параметры зондирующей цепи.

Таблица 4.2 Электрические параметры зондирующей цепи

Сопротивление резистора БОТ, Ом	Индуктивность зондирующей рамки, мкГн	Электрическое сопротивление медного провода зондирующей рамки, Ом	Постоянная времени зондирующей цепи, мкс	Частота среза АЧХ зондирующей цепи, кГц
120	400	2	3,28	48,5
60			6,45	24,7
30			12,5	12,7

На рисунке 4.16 представлены графики АЧХ земной коры, полученные в результате обработки полевых сигналов, зарегистрированных с помощью измерительного канала с датчиком ИД№5, а на рисунке 4.17 с помощью измерительного канала с датчиком ИД№5М.

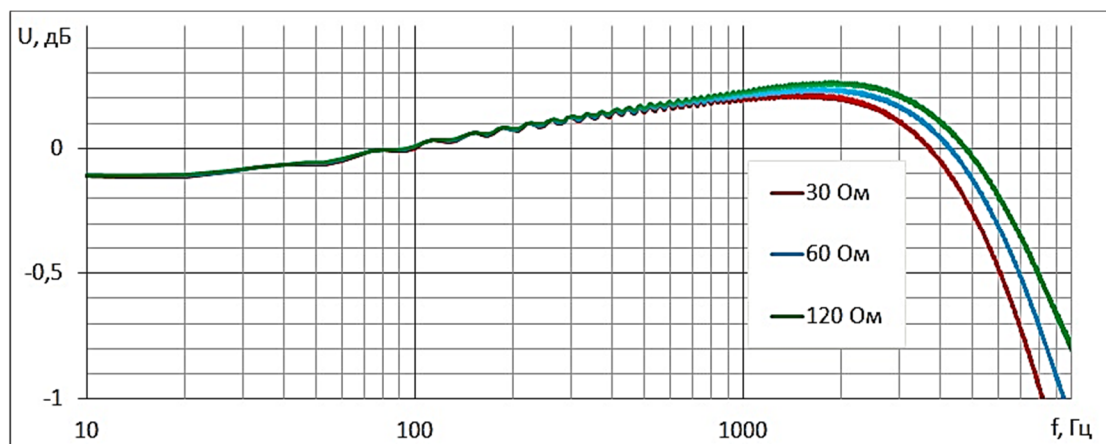


Рисунок 4.16 – Графики АЧХ земной коры, полученных в результате обработки полевых сигналов, зарегистрированных с помощью измерительного канала с датчиком ИД№5

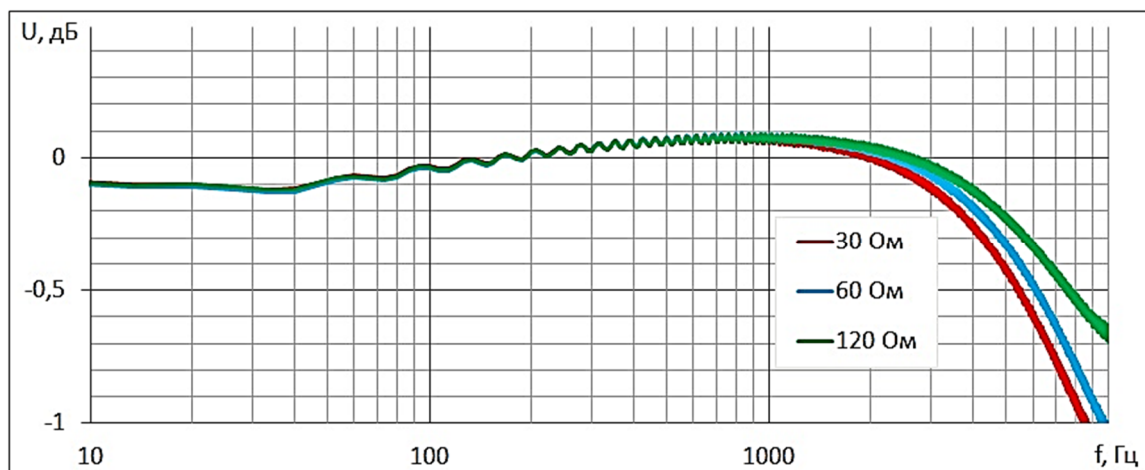


Рисунок 4.17 – Графики АЧХ земной коры, полученных в результате обработки полевых сигналов, зарегистрированных с помощью измерительного канала с датчиком ИД№5М

Форма полученных графиков АЧХ земной коры свидетельствует о частотной зависимости передаточной функции земли. Теоретически должна была получиться одинаковая АЧХ для разных датчиков и параметров зондирующей цепи (постоянной времени). В области низких частот (до 1000 Гц) графики АЧХ совпадают, а в области высоких частот наблюдается заметное их расхождение, которое можно объяснить не учтенной динамической погрешностью, а фактически частотными свойствами АЦП. Наблюдаемый до частот порядка 1-2 кГц подъем АЧХ можно объяснить физической природой сигналов становления поля. За счет электрической проводимости земной коры и скин-эффекта наблюдаемого в проводящих средах уровень более высокочастотных спектральных составляющих сигналов проникающих на большие глубины земной коры должен снижаться по сравнению с более низкочастотными, поэтому с повышением частоты уровень спектральных составляющих в регистрируемых на поверхности земной коры сигналах должен возрастать по причине того, что источники таких сигналов (индуцированные в земной коре токи) располагаются все ближе к приемному датчику сигналов с повышением частота этих составляющих, а следовательно амплитуда их должна увеличиваться из-за эффекта геометрического затухания электромагнитных сигналов с увеличением расстояния от источника.

На основании полученных результатов можно сделать вывод о том, что при зондировании земной коры по методу ЗСБ с применением шумоподобных сигналов для расширения диапазона глубин зондирования в область малых глубин необходимо повышение частоты дискретизации сигналов и снижение апертурной погрешности АЦП за счет использования более высокочастотных АЦП с разрядностью не менее 18 и снижение длительности минимального импульса в зондирующей М-последовательности при сохранении необходимой ее длины (повышение разрядности) для обеспечения требуемых максимальных глубин зондирования.

5 Доработка схем и конструкции макетного образца ЭРК ШПС по результатам лабораторных и полевых экспериментов

Блок управления и регистрации сигналов (БУРС) входит в состав электроразведочного измерительного комплекса с шумоподобными сигналами (ЭРК ШПС) и предназначен для преобразования в цифровую форму сигналов становления поля, получаемых на выходе приемного измерительного канала ЭРК ШПС, регистрации и сохранения в памяти микроконтроллера оцифрованных данных и дальнейшей передачи их во внешний компьютер для последующей обработки. Кроме того, в БУРС формируются сигналы, управляющие работой генератора зондирующих сигналов (ГЗС), формирователя градуировочных сигналов (ФГС) и аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

На рисунке 5.1 приведена структурно-функциональная схема нового блока управления и регистрации сигналов (БУРС). В качестве основного элемента платы аналого-цифрового преобразователя (АЦП) выбрана микросхема AD676 фирмы Analog Devices. На плату АЦП поступают тактовые импульсы E_TCLK и сигнал выборки данных E_SAMPLE (описание сигналов приведено в таблице 5.1).

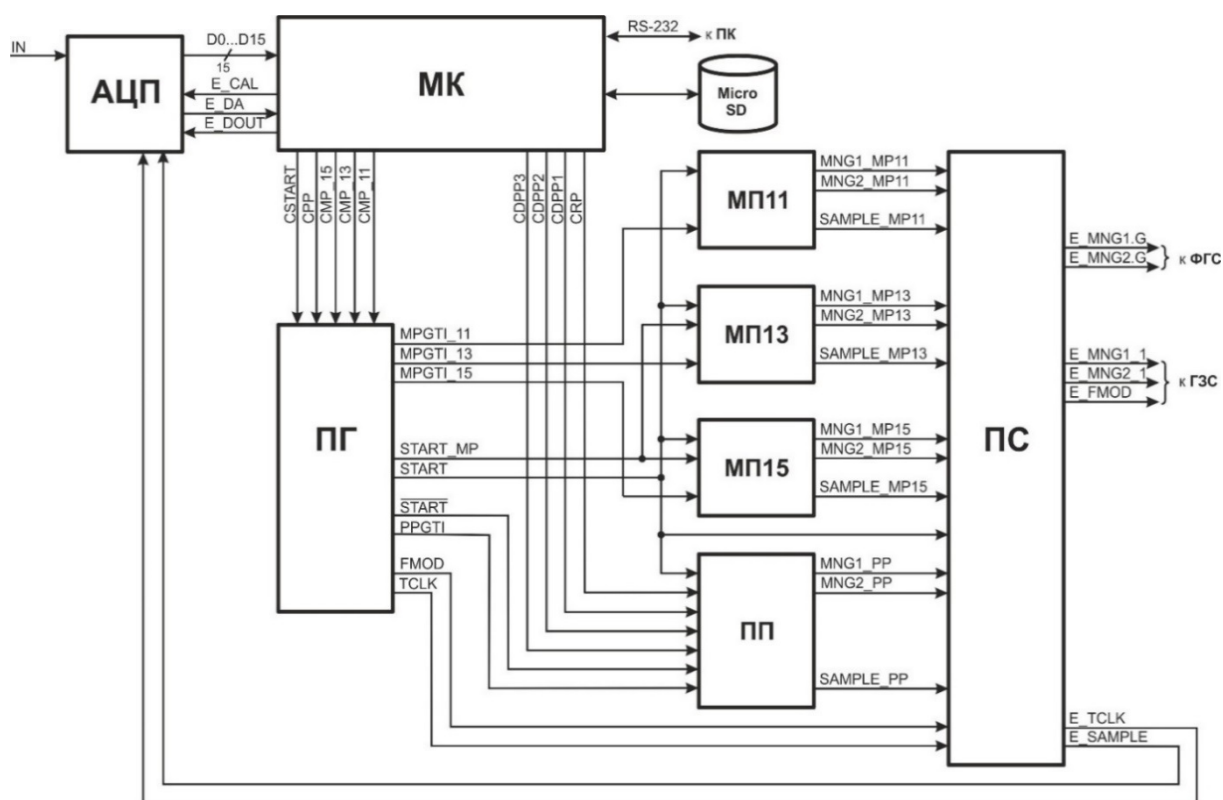


Рис. 5.1 – Блок управления и регистрации сигналов

При составлении рисунка 5.1 использовались следующие обозначения:

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;

МК – микроконтроллер;

ПГ – плата генератора;

МП11 – плата формирователя 11 разрядной М-последовательности;

МП13 – плата формирователя 13 разрядной М-последовательности;

МП15 – плата формирователя 15 разрядной М-последовательности;

ПП11 – плата формирователя периодической последовательности;

ПС – плата согласования;

Micro SD – внешний носитель информации типа Micro SD Card.

Управление всеми элементами БУРС осуществляется при помощи платы микроконтроллера (МК). В качестве платы микроконтроллера используется плата SK-AT91SAM9M10G45 производства фирмы Starterkit, г. Екатеринбург [www.starterkit.ru]. Плата микроконтроллера осуществляет процесс регистрации данных АЦП и управление режимами работы формирователя цифровых последовательностей (ФЦП). Для этого было разработано специальное программное обеспечение, записанное во внутреннюю память микроконтроллера. Управление микроконтроллером осуществляется с внешнего персонального компьютера (ПК) при помощи любых терминальных программ, работающих с последовательным интерфейсом ввода/вывода – **RS-232**. Регистрация принимаемых данных осуществляется на внешнюю карту памяти типа **Micro SD Card** в файловой системе **FAT32**, и поэтому файлы данных доступны для чтения на любом внешнем ПК. Обработка зарегистрированных данных осуществляется на внешнем ПК при помощи специально разработанного программного обеспечения **BBS_ViewerM_NR**. Формирователь цифровых последовательностей (ФЦП) состоит из нескольких плат. Плата генератора (ПГ) осуществляет выработку тактовых импульсов для работы формирователей шумоподобных и детерминированных цифровых последовательностей (MPGTI_11, MPGTI_13, MPGTI_15, PPGTI). Основой платы генератора является прецизионный кварцевый генератор **ГК-75** производства фирмы Орион, г. Санкт-Петербург. На плату генератора подается управляющая команда **CSTART** осуществляющая запуск формирования тактовых импульсов. Для уменьшения цифровых помех управляющие тактовые импульсы подаются только на одну из плат формирователей цифровых последовательностей выбранную управляющими сигналами **CPP**, **CMP_11**, **CMP_13**, **CMP_15** (см. Таблицу 5.1). Так же в плате генератора вырабатываются тактовые импульсы необходимые для работы АЦП (**TCLK**) и генератора зондирующих сигналов - ГЗС (**FMOD**). Платы формирования детерминированных (ПП) и шумоподобных (МП11, МП13, МП15) цифровых последовательностей осуществляют формирования цифровых управляющих сигналов (**MNG1** и **MNG2**) и сигнала выборки АЦП (**SAMPLE**) для соответствующего режима работы БУРС. В

плату формирователя дополнительно поступают управляющие сигналы **CDPP1**, **CDPP2**, **CDPP3** отвечающие за выбор длительности импульса периодической последовательности. Полный перечень состояний управляющих сигналов для всех режимов работы БУРС приведен в таблице 5.2. Плата согласования (**ПС**) отвечает за коммутацию и буферизацию внешних управляющих сигналов поступающих на блоки формирователя градуировочных сигналов (**ФГС**) - **E_MNG1_G**, **E_MNG2_G** и блоки генератора зондирующих сигналов (**ГЗС**) и имитатора сигналов (**ИС**) - **MNG1_I**, **MNG2_I**, **FMOD**. БУРС имеет три основных режима работы: режим формирования 11, 13 и 15 разрядных шумоподобных последовательностей (**ШПС 11р**, **ШПС 13р**, **ШПС 15р** соответственно); режим формирования детерминированных последовательностей (**ПП**); режим формирования градуировочных сигналов (**ГР**).

Таблица 5.1 Перечень и описание входных и выходных сигналов БУРС

Обозначение сигналов	Описание
IN	Входной аналоговый сигнал.
D0...D15	Отсчет преобразованного сигнала (16-ти разрядное двоичное число в дополнительном коде).
E_TCLK	Тактовые импульсы обеспечивающие работу АЦП
E_SAMPLE	Сигнал выборки аналоговых данных (импульсы), обеспечивающий работу устройства выборки и хранения (УВХ) микросхемы АЦП.
E_CAL	Сигнал управления пуском калибровки микросхемы АЦП, синхронизированный внутренним генератором тактовых импульсов.
E_DA	Сигнал готовности данных АЦП
E_DOUT	Сигнал разрешения следующей выборки данных АЦП
TCLK	Тактовые импульсы АЦП (период 610 нс).
FMOD	Сигнал модуляции для блока ГЗС (частота 1,6384 МГц).
CSTART	Управляющий сигнал запуска формирователя цифровых последовательностей и старта регистрации
START	Сигнал старта регистрации применяется для предварительного сброса схем синхронных счетчиков и запуска ПО контроллера блока АЦП в режиме регистрации сигналов. Активный уровень высокий.
START	Сигнал старта регистрации применяется для предварительного сброса схем синхронных счетчиков. Активный уровень низкий.
START_MP	Сигнал старта формирователя М-последовательности (засинхронизирован с TCLK). Активный уровень высокий.

Продолжение таблицы 5.1

PPGTI	Тактовые импульсы предназначенные для формирования периодической последовательности (частота 16,384 МГц).
MPGTI_11	Тактовые импульсы предназначенные для формирования 11 разрядной М-последовательности (частота 3,2768 МГц).
MPGTI_13	Тактовые импульсы предназначенные для формирования 13 разрядной М-последовательности (частота 3,2768 МГц).
MPGTI_15	Тактовые импульсы предназначенные для формирования 15 разрядной М-последовательности (частота 3,2768 МГц).
CPP	Сигнал включения режима формирования периодической последовательности. Активный уровень высокий.
CMP_11	Сигнал включения режима формирования 11 разрядной М-последовательности. Активный уровень высокий.
CMP_13	Сигнал включения режима формирования 13 разрядной М-последовательности. Активный уровень высокий.
CMP_15	Сигнал включения режима формирования 15 разрядной М-последовательности. Активный уровень высокий.
CDPP1, CDPP2, CDPP3	Сигналы выбора длительности импульса периодической последовательности. Активный уровень высокий.
CRP	Сигнал включения/отключения режима периодической последовательности с паузой (уровни 1/0 соответственно).
SAMPLE_PP	Сигнал выборки периодической последовательности (частота 32 КГц, длительность импульса 3,90625 мкс).
MNG1_PP, MNG2_PP	Сигнал MNG1 и MNG2 периодической последовательности соответственно.
SAMPLE_MP_11	Сигнал выборки 11 разрядной М-последовательности (длительность импульса 3,0517578125 мкс).
MNG1_MP_11, MNG2_MP_11	Сигнал MNG1 и MNG2 11 разрядной М-последовательности соответственно.
SAMPLE_MP_13	Сигнал выборки 13 разрядной М-последовательности (длительность импульса 3,0517578125 мкс).
MNG1_MP_13, MNG2_MP_13	Сигнал MNG1 и MNG2 13 разрядной М-последовательности соответственно.
SAMPLE_MP_15	Сигнал выборки 15 разрядной М-последовательности (длительность импульса 3,0517578125 мкс).
MNG1_MP_15, MNG2_MP_15	Сигнал MNG1 и MNG2 15 разрядной М-последовательности соответственно.

Продолжение таблицы 5.1

E_FMOD	Выходной сигнал модуляции для блока ГЗС (частота 1,6384 МГц).
E_MNG1_I, E_MNG2_I	Выходной сигнал MNG1 и MNG2 для ГЗС/ИС.
E_MNG1_G, E_MNG2_G	Выходной сигнал MNG1 и MNG2 для ФГС.

Таблица 5.2 Параметры управляющих сигналов БУРС

Режим работы	Параметры генерируемых сигналов		Уровни управляющих цифровых сигналов (L – низкий, H - высокий)							
	$T_{ИМПmin} = 3/F_d$, мкс	$T_{и} = T_{п}$, мс	CPP	СМР_11	СМР_13	СМР_15	CDPP3	CDPP2	CDPP1	CRP
ШПС 11р	73,24219	-	L	H	L	L	-	-	-	-
ШПС 13р	76,90430	-	L	L	H	L	-	-	-	-
ШПС 15р	77,81982	-	L	L	L	H	-	-	-	-
ГР	-	16	H	L	L	L	L	L	L	H
	-	64	H	L	L	L	L	L	H	H
	-	256	H	L	L	L	L	H	L	H
	-	512	H	L	L	L	L	H	H	H
	-	1024	H	L	L	L	H	L	L	H
	-	2048	H	L	L	L	H	L	H	H
	-	4096	H	L	L	L	H	H	L	H
ПП	-	16	H	L	L	L	L	L	L	L
	-	64	H	L	L	L	L	L	H	L
	-	256	H	L	L	L	L	H	L	L
	-	512	H	L	L	L	L	H	H	L
	-	1024	H	L	L	L	H	L	L	L
	-	2048	H	L	L	L	H	L	H	L
	-	4096	H	L	L	L	H	H	L	L
-	8192	H	L	L	L	H	H	H	L	

В таблице 5.3 приведены параметры основных сигналов, генерируемых в БУРС и определяющих режимы работы измерительного комплекса.

Таблица 5.3 Параметры генерируемых в БУРС сигналов

Режим работы	Параметры генерируемых сигналов							
	F _д , кГц	K _д	L _{мп} , мс	T _{импmin} = 3/F _д , мкс	T _и = T _п , мс	F _{мод} , кГц	F _{clk} , кГц	F ₀ , кГц
ШПС 11р	40,96	400	149,9	73,24219	-	1638,4	1638,4	16384
ШПС 13р	39,01	420	629,9	76,90430	-			
ШПС 15р	38,55	425	2549,9	77,81982	-			
ГР	51,2	256	-	-	16			
			-	-	64			
			-	-	256			
			-	-	512			
			-	-	1024			
			-	-	2048			
ПП	51,2	256	-	-	4096			
			-	-	8192			
			-	-	16			
			-	-	64			
			-	-	256			
			-	-	512			
			-	-	1024			
			-	-	2048			
-	-	4096						
-	-	8192						

F₀ – частота генератора тактовых импульсов; F_д – частота дискретизации сигналов в АЦП; L_{мп} – длительность генерируемой M-последовательности в режиме ШПС; T_{импmin} – минимальная длительность импульсов в M-последовательности; T_и, T_п – длительность импульсов (пауз) в режиме ПП; K_д – коэффициент деления частоты F₀ для получения F_д; F_{мод} – частота импульсов, обеспечивающих работу схем драйверов управления силовыми ключами в ГЗС; F_{clk} – частота тактовых импульсов, обеспечивающих работу микросхемы АЦП.

Примечание:

1. В режиме градуировки (ГР) генерируются и подаются в градуировочную катушку индукционного датчика прямоугольные двуполярные импульсы тока без пауз длительностью $T_{и}$.
2. Во всех режимах длительность импульсов SAMPLE фиксирована и равна $T_{SAMPLE} = 64/F_0 = 3,90625$ мкс., а период их повторения определяется частотой дискретизации $1/F_{д}$.

Режим ПП (зондирование детерминированными периодическими последовательностями)

В этом режиме БУРС генерирует сигналы (MNG1_I; MNG2_I; F_{MOD}), под управлением которых генератор зондирующих сигналов (ГЗС) измерительного комплекса формирует и подает в зондирующую индукционную рамку периодическую последовательность прямоугольных биполярных импульсов тока с фиксированными (задаваемыми) параметрами (длительность импульсов, длительность пауз, амплитуда). Одновременно и строго синхронно с сигналами, управляющими работой ГЗС в БУРС генерируются сигналы SAMPLE и TCLK, обеспечивающие работу АЦП во время преобразования. Параметры сигналов управления работой АЦП должны строго соответствовать данным и временным диаграммам, приведенным в техническом описании на микросхему AD676.

Режим ШПС (зондирование шумоподобными сигналами)

В этом режиме БУРС генерирует сигналы (MNG1_I; MNG2_I; F_{MOD}), под управлением которых ГЗС формирует и подает в зондирующую индукционную рамку периодически повторяемые биполярные шумоподобные М-последовательности импульсов тока с задаваемыми амплитудой, разрядностью и длительностью одиночной М-последовательности и минимальной длительностью импульсов в М-последовательности. Как и в режиме ПП одновременно и строго синхронно с управляющими работой ГЗС сигналами в БУРС генерируются сигналы SAMPLE, TCLK.

Режим ГР (калибровка измерительного канала)

В этом режиме БУРС генерирует сигналы (MNG1_G; MNG2_G) под управлением которых ФГС формирует в градуировочной катушке индукционного датчика (ИДС) измерительного комплекса специальные градуировочные сигналы (двуполярные прямоугольные импульсы тока без пауз), обеспечивающие калибровку измерительного канала. Как и в режимах ПП и ШПС одновременно и строго синхронно с управляющими работой ФГС сигналами в БУРС генерируются сигналы SAMPLE, TCLK.

В соответствии с выше приведенными техническими требованиями были разработаны электрические принципиальные схемы и перечни элементов на модернизированный блок управления и регистрации сигналов для ЭРК ШПС, приведенные в **Приложении А** к настоящему отчету - "Блок управления и регистрации сигналов (модернизация), альбом схем, НС РАН 010.001.000 АС".

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В 2015 году при выполнении НИР «Разработка аппаратно-программных средств и основ технологий электромагнитного мониторинга геодинамических процессов в сейсмоактивных зонах и оценки их опасностей» были получены ниже перечисленные основные результаты, сделаны по ним соответствующие выводы и определен ход дальнейших работ по разработке современного электроразведочного измерительного комплекса ЭРК ШПС, предназначенного для проведения электромагнитного мониторинга напряженно-деформированного состояния земной коры с применением высокоэффективного способа подавления естественных и искусственных шумов и помех, основанного на использовании шумоподобных сигналов.

Результаты выполненных работ:

1. В процессе проведения лабораторных экспериментов с измерительным комплексом ЭРК ШПС и на математических моделях были выявлены две основные причины, приводящие к появлению “структурных” помех после корреляционной обработки зарегистрированных измерительным комплексом шумоподобных сигналов: а) нелинейность характеристики передачи измерительного тракта, б) импульсные помехи от работы цифровых схем измерительного комплекса, проникающие в измерительный тракт через паразитные цепи.

2. Разработаны и изготовлены экспериментальные образцы (два варианта исполнения: низкочастотный - ИД№5 и более высокочастотный - ИД№5М), усовершенствованных широкополосных и термостабильных индукционных датчиков сигналов, предназначенных для работы в составе аппаратуры измерительного комплекса ЭРК ШПС.

3. Проведены измерения частотных характеристик новых индукционных датчиков в лабораторных условиях.

4. В процессе проведения полевых экспериментов с измерительным комплексом ЭРК ШПС и новыми индукционными датчиками ИД№5 и ИД№5М была отработана методика проведения калибровки измерительного тракта ЭРК ШПС в полевых условиях перед проведением измерительных сеансов.

5. При проведении измерительных сеансов по регистрации и обработке сигналов становления поля в режиме зондирования земной коры шумоподобными сигналами отработывалась методика получения по данным регистрации частотных характеристик земной коры в точках зондирования.

6. По результатам проведенных экспериментальных работ с измерительным комплексом ЭРК ШПС разработан комплект эскизной технической документации (альбом схем) на новый усовершенствованный блок регистрации и обработки сигналов.

Вывод по результатам выполненных работ:

Для ликвидации “структурных” помех или, по крайней мере, снижения их уровня до приемлемых величин необходимо устранить причины их появления. С этой целью потребуется пересмотр практически всех схем и конструкции изготовленных макетных образцов измерительного комплекса ЭРК ШПС и имитатора сигналов для него. Фактически необходимо разработать комплект эскизной технической документации для усовершенствованных макетных образцов ЭРК ШПС и имитатора сигналов, изготовить их и повторить на них эксперименты в лабораторных и полевых условиях.

На основании выше изложенного, в 2016 году планируется продолжение работ по теме и основное направление их будет связано с изготовлением новых усовершенствованных макетных образцов ЭРК ШПС и имитатора сигналов и проведением лабораторных и полевых экспериментов.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники – М.: Высшая школа. – 1996. – 287с.
- 2 Клиначев, Н.В. Теория систем автоматического регулирования и управления: Учебно-методический комплекс. – Offline версия 4.5 – Челябинск, 2013. – 680 файлов, ил. (электронный ресурс <http://model.exponenta.ru>)
- 3 Гутников, В.С. Фильтрация измерительных сигналов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение – 1990. – 131 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

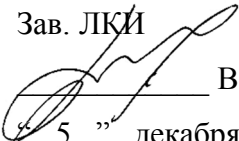
БЛОК УПРАВЛЕНИЯ И РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ (МОДЕРНИЗАЦИЯ)

НС РАН 010.001.000 АС

Альбом схем


Согласовано:

Зав. ЛКИ


_____ В.Д. Брагин
“ 5 ” декабря 2015 г.

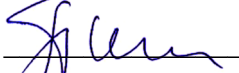
Разработал:

Вед. инженер-конструктор


_____ В.В. Бобровский
“ 21 ” ноября 2015 г.

Проверил:

Зав. ДПАР


_____ П.В. Ильичев
“ 26 ” ноября 2015 г.

Бишкек, 2015

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
A1	Плата генератора НС РАН 010.001.002 СБ	1	
A2	Плата ПП НС РАН 010.001.006 СБ	1	
A3	Плата МП 11 разрядов НС РАН 010.001.003 СБ	1	
A4	Плата МП 13 разрядов НС РАН 010.001.004 СБ	1	
A5	Плата МП 15 разрядов НС РАН 010.001.005 СБ	1	
A6	Плата согласования НС РАН 010.001.007 СБ	1	
A7	Плата АЦП НС РАН 010.001.001 СБ	1	
A8	Плата МК	1	
<u>Микросхемы</u>			
DA1	Микросхема MC7805	1	
<u>Резисторы</u>			
R1,R2	C2-23 - 0,25 - 360 Ом ± 5%	2	
<u>Конденсаторы</u>			
C1	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	1	
C2	Конд. тант. 100 мкФ×25 В тип D 20%	1	
C3	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	1	
<u>Разъемы</u>			
X1-X7	Клемма КП1А	4	
X8-X10	XS12K7P	3	
<u>Переключатели</u>			
SW1, SW2	П2Г-3 4П-4Н	2	
<u>Разное</u>			
VD1, VD2	Светодиоды планарные	2	
НС РАН 010.001.000 ПЭЗ			
		БУРС	
		Перечень элементов	
		Литера	Масштаб
		Масса	Масштаб
		Лист 1	Листов 1
Изм	Лит	№ докум.	Подп. Дата
Разраб.		Бобровск	
Провер.		Ильичев	
Вып.			
Н. контр.			
Т. контр.			
Утв.		Ильичев	

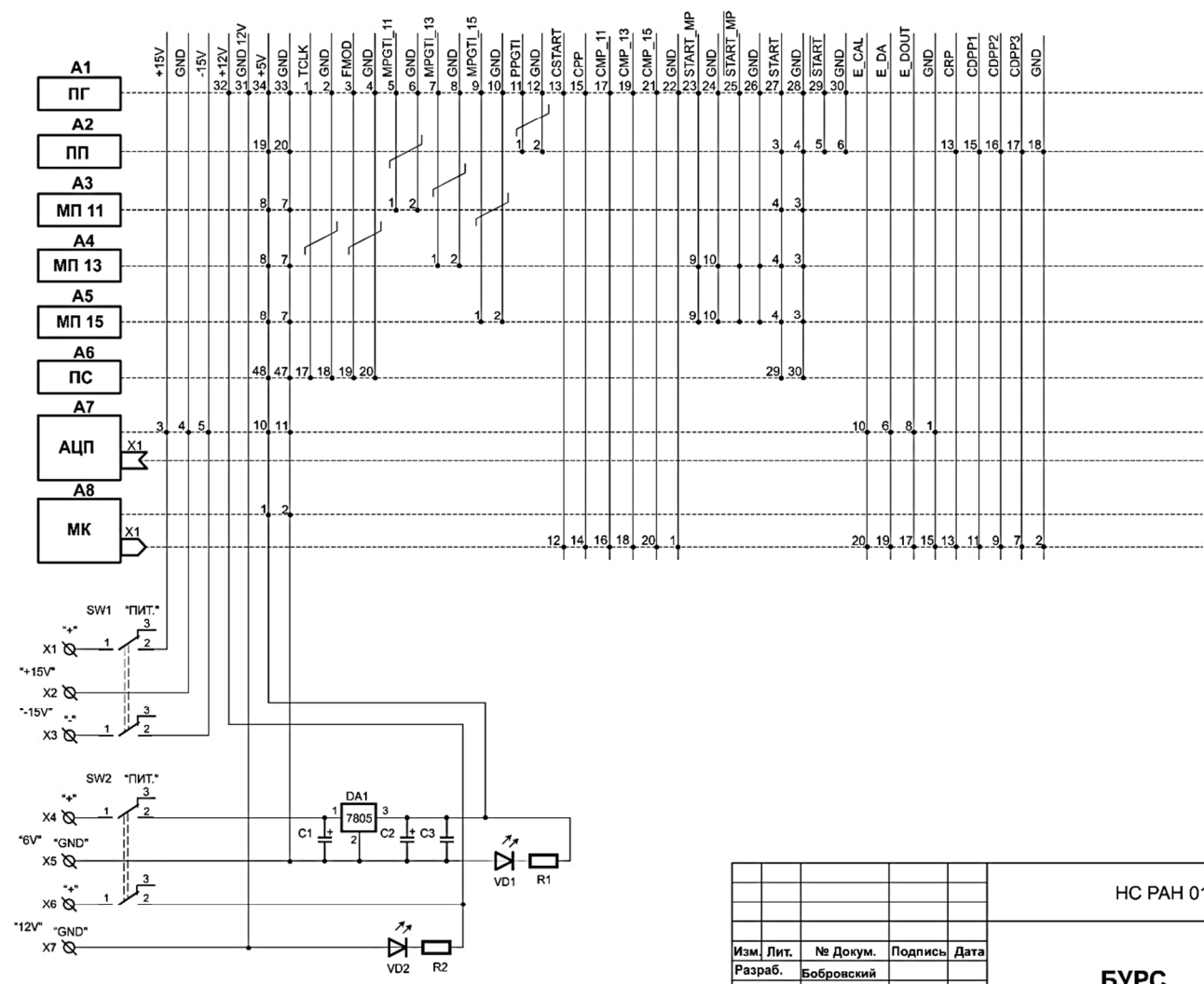
Первичное применение

Подпись и дата

Взам. Инв. № Инв. № дубл.

Подпись и дата

Инв. №подл.



Изм.	Лит.	№ Докум.	Подпись	Дата
Разраб.		Бобровский		
Пров.		Ильичев		
Вып.				
Н. Контр.				
Т.Контр.				
Утв.		Ильичев		

НС РАН 010.001.000 Э3

БУРС

Схема электрическая
принципиальная

Литера	Масса	Масштаб
Э		
Лист 1	Листов 2	

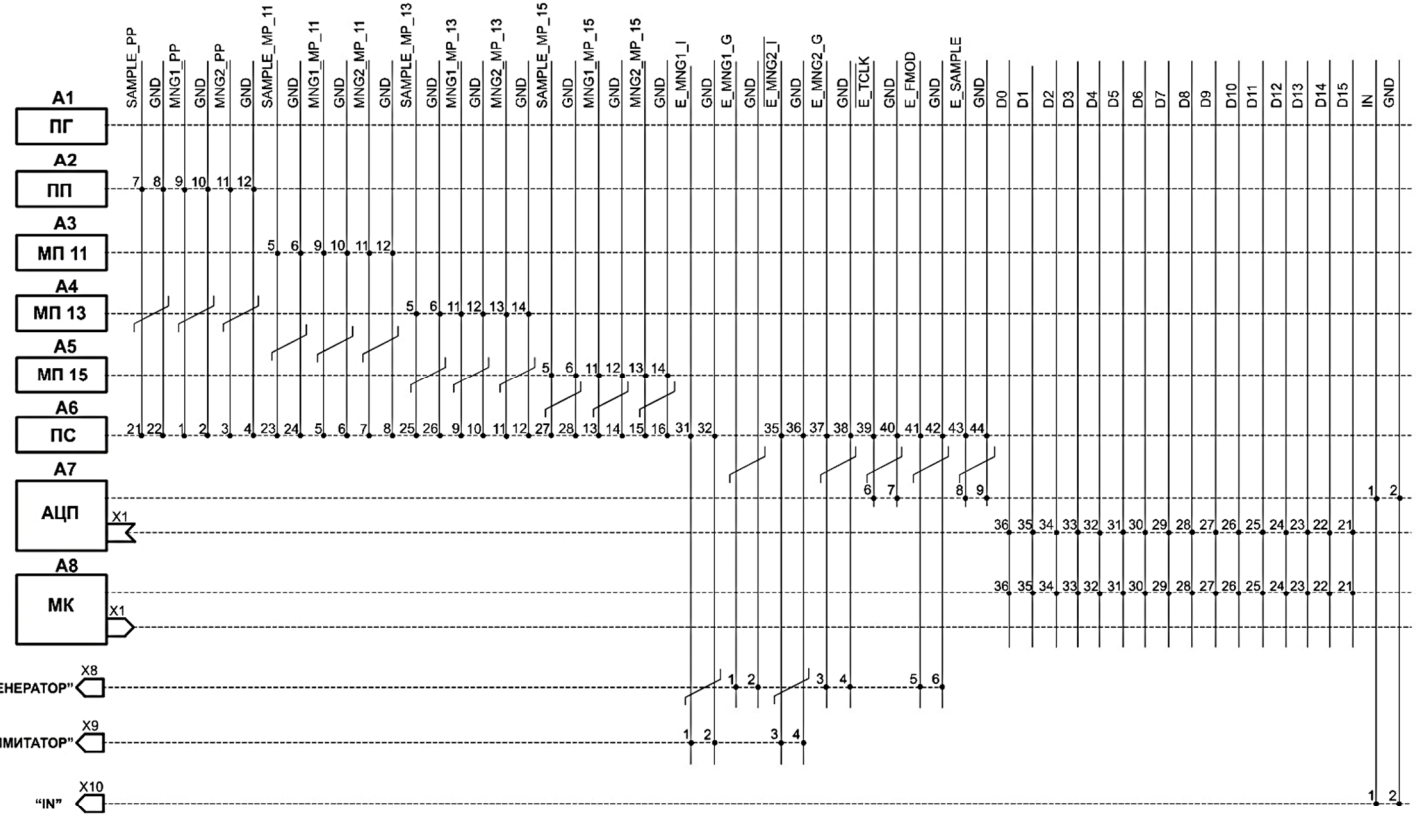
Первичное применение

Подпись и дата

Взам. Инв. № Инв. № дубл.

Подпись и дата

Инв. №подл.



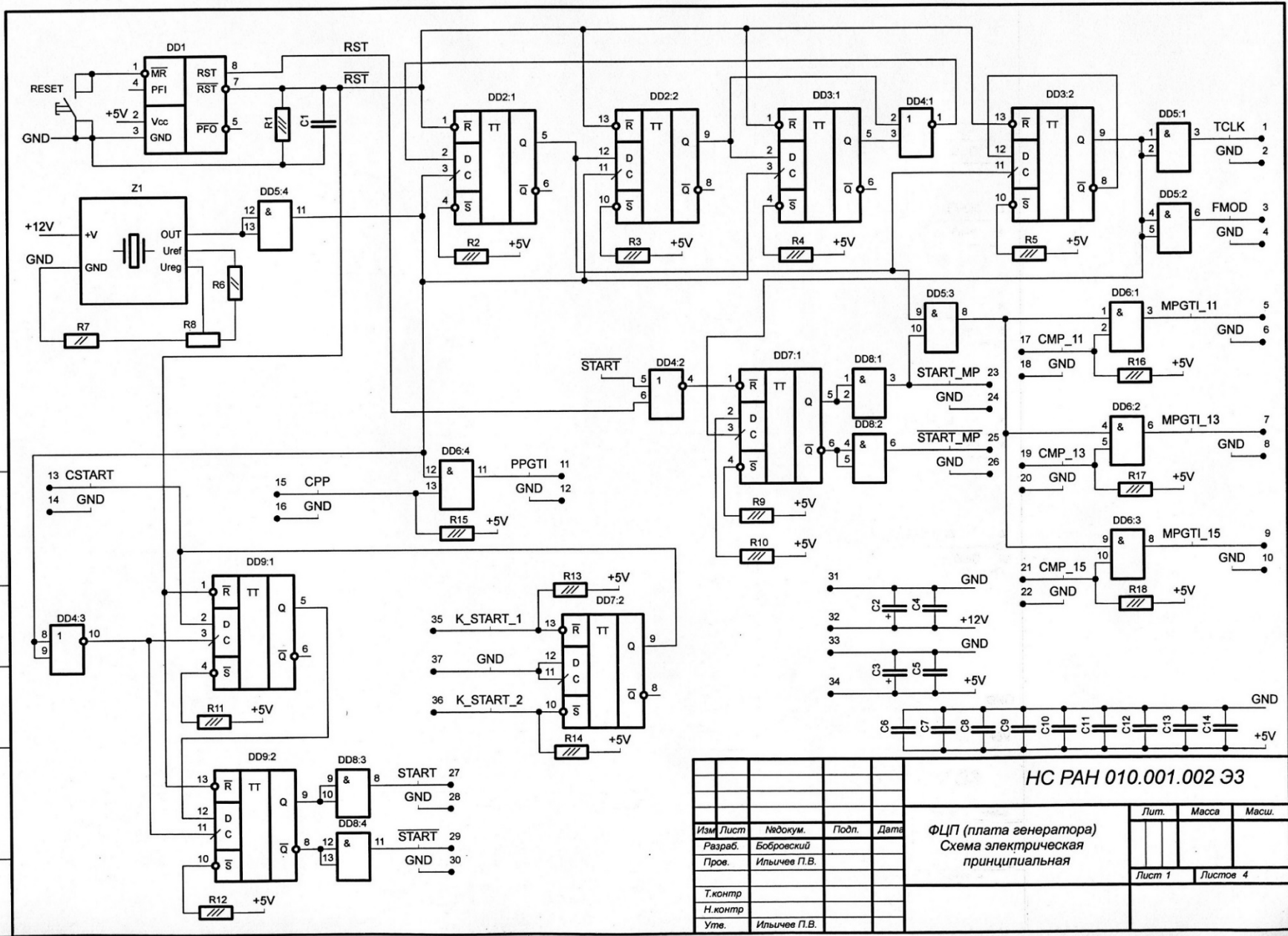
Изм.	Лит.	№ Докум.	Подпись	Дата

НС РАН 010.001.000 ЭЗ

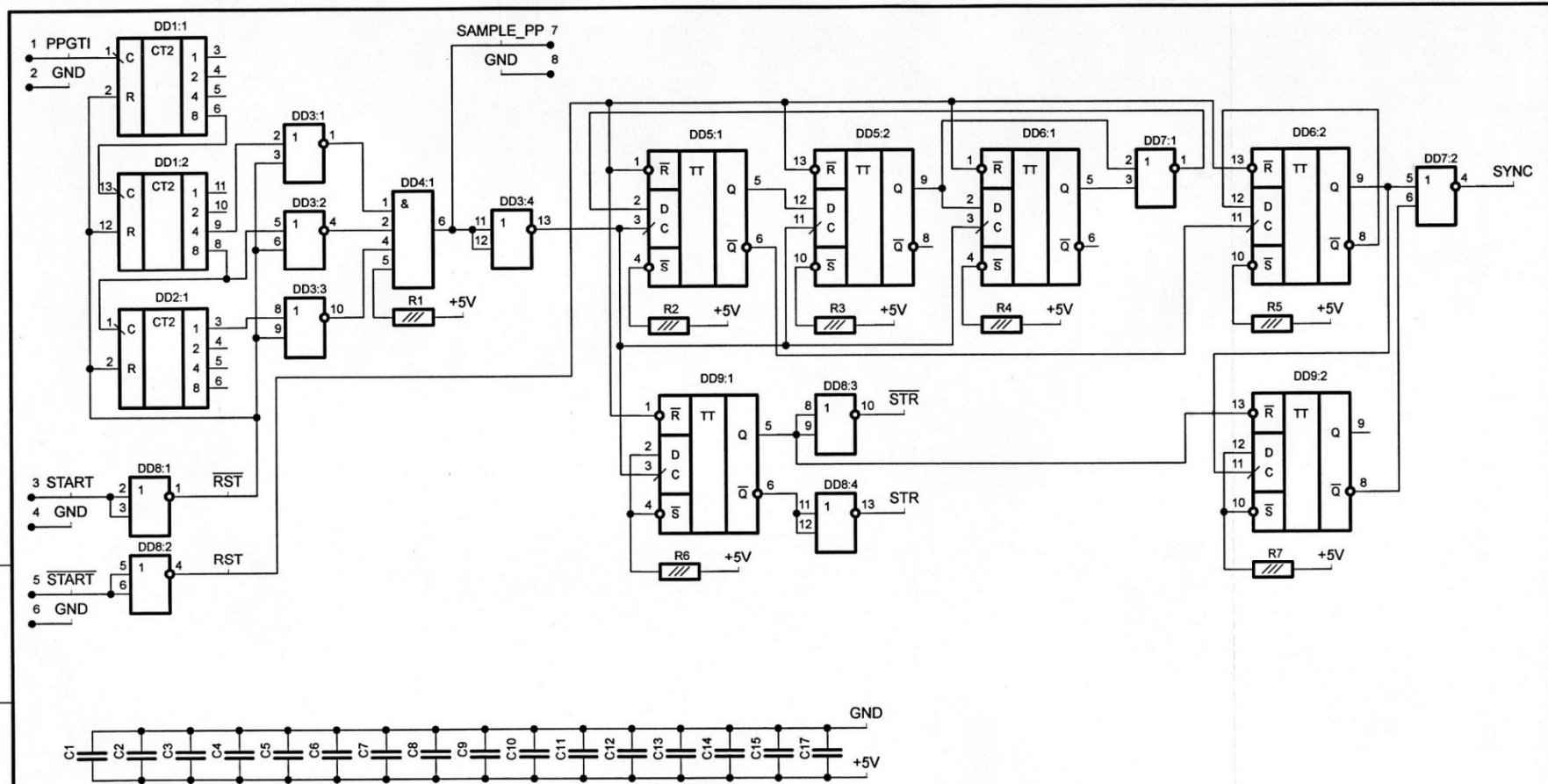
Лист
2

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание					
<u>Микросхемы</u>								
DD1	MAX708CSA	1						
DD2,DD3	74ALS74AN (K1533TM2)	2						
DD4	74ALS02AN (K1533ЛЕ1)	1						
DD5,DD6	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	2						
DD7	74ALS74AN (K1533TM2)	1						
DD8	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1						
DD9	74ALS74AN (K1533TM2)	1						
<u>Резисторы</u>								
R1	C2-23 - 0,25 – 10к Ом ± 5%	1						
R2-R5	ЧИП РЕЗ. 10 кОм 1206J 5% 0,25Вт	4						
R6*	C2-23 - 0,25 – 5,6 кОм ± 5%	1						
R7*	C2-23 - 0,25 – 120 Ом ± 5%	1						
R8*	СПЗ-37В - 0,25 – 5 кОм ± 5%	1						
R9-R12	ЧИП РЕЗ. 10 кОм 1206J 5% 0,25Вт	4						
<u>Конденсаторы</u>								
C1	чип конд. 1812-Y5V-50В-0,1 мкФ	2						
C2,C3	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	2						
C4 – C14	чип конд. 1812-Y5V-50В-0,1 мкФ	11						
<u>Разное</u>								
Z1	Кварцевый генератор ГК-75-ТС – 16,384МГц	1						
НС РАН 010.001.002 ПЭЗ								
Изм	Лит	№ докум.	Подп.	Дата	ФЦП (плата генератора) Перечень элементов	Литера	Масса	Масштаб
Разраб.		Бобровск						
Провер.		Ильичев				Лист 1	Листов 1	
Вып.								
Н. контр.								
Т. контр.								
Утв.		Ильичев						

Илв. в лодол. Лодол. и дага
 Илв. в лодол. Илв. в лодол.
 Лодол. и дага Лодол. и дага

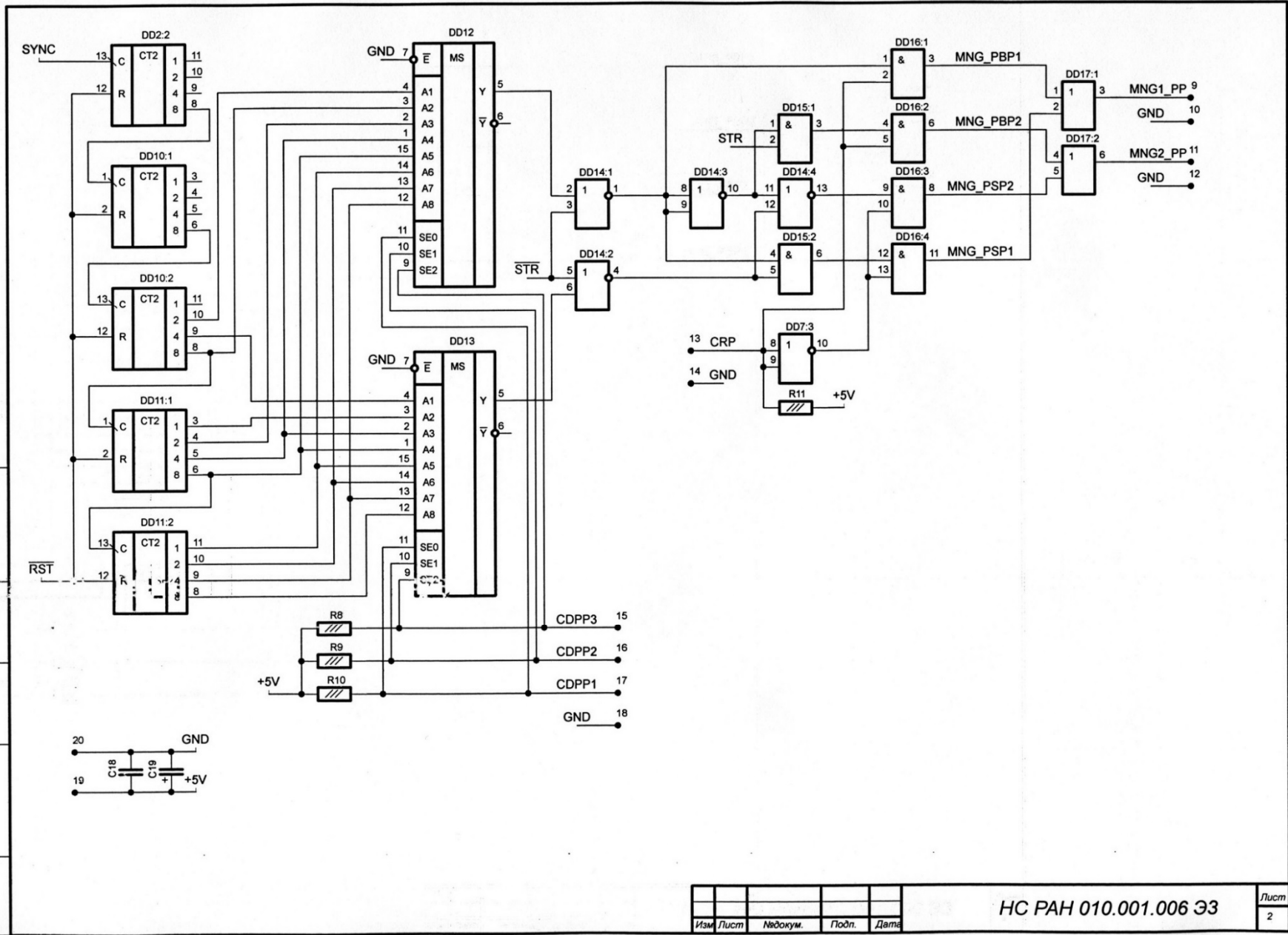


Изм.				Лист				Докум.				Подл.				Дата				Лит.				Масса				Масш.															
Илв. в лодол.																НС РАИ 010.001.002 Э3 ФЛП (плата генератора) Схема электрическая принципиальная																Лит.				Масса				Масш.			
Разраб.																																Лист 1				Листов 4							
Пров.																																											
Т.контр																																											
Н.контр																																											
Уте.																																											



Имя, № подл. Подп. и дата Взам. инв. № Инв. № дубл. Подп. и дата

				НС РАН 010.001.006 Э3			
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата	Лит.	Масса	Масш.
		Бобровский					
Пров.		Ильичев П.В.					
Т.контр							
Н.контр							
Уте.		Ильичев П.В.					
					Лист 1		Листов 4



Изм. в подл. / Подп. и дата / Изм. в подл. / Подп. и дата / Изм. в подл. / Подп. и дата

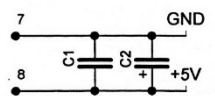
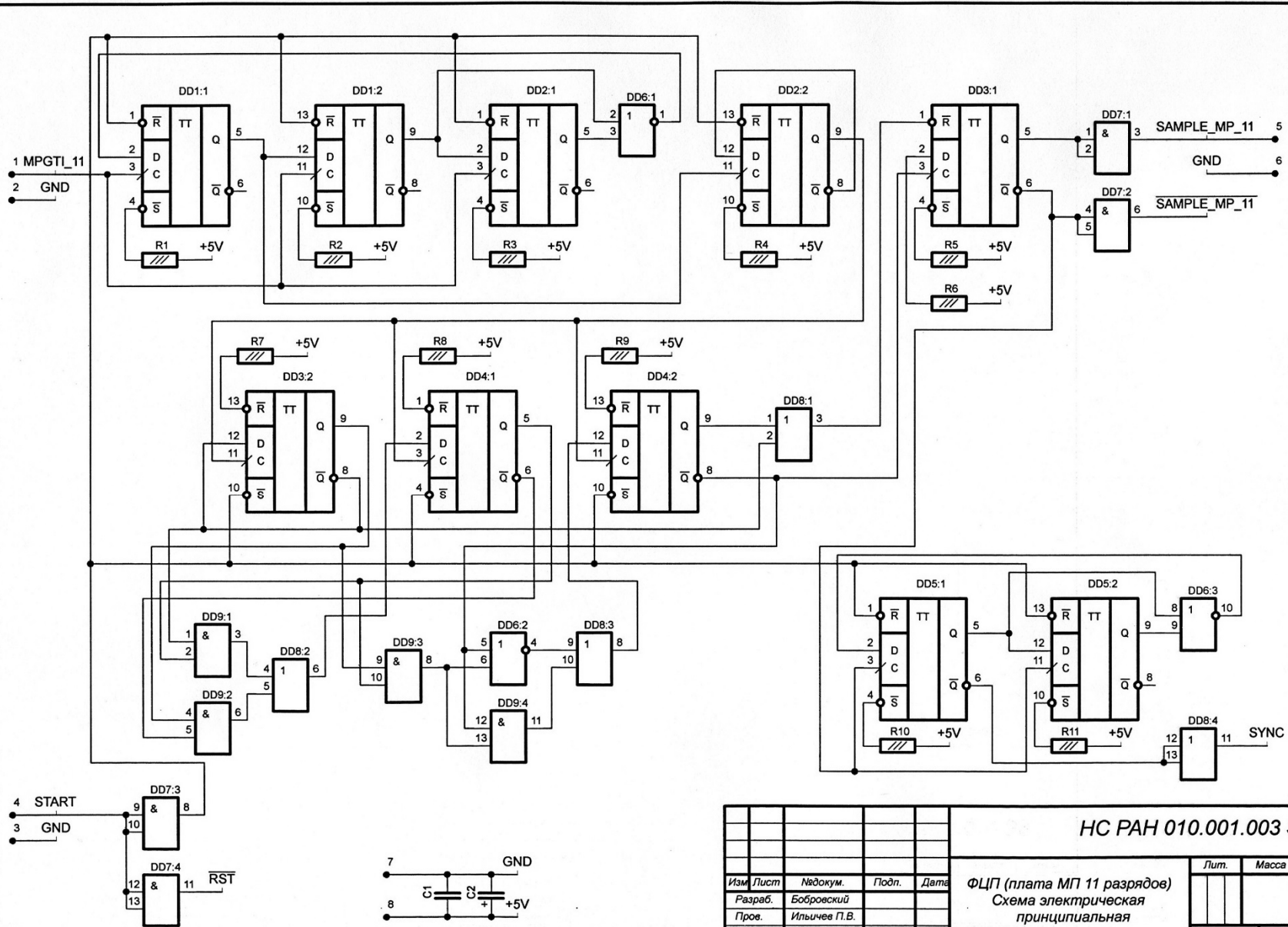
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

НС РАИ 010.001.006 ЭЗ

Лист
2

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание				
<u>Микросхемы</u>							
DD1-DD5	74ALS74AN (K1533TM2)	5					
DD6	74ALS02AN (K1533ЛЕ1)	1					
DD7	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1					
DD8	74ALS32AN (K1533ЛЛ1)	1					
DD9	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1					
DD10-DD15	74ALS74AN (K1533TM2)	6					
DD16	74ALS86AN (K1533ЛП5)	1					
DD17	74ALS74AN (K1533TM2)	1					
DD18	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1					
<u>Резисторы</u>							
R1-R30	ЧИП РЕЗ. 10 кОм 1206J 5% 0,25Вт	30					
<u>Конденсаторы</u>							
C1	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	1					
C2	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	1					
C3-C19	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	17					
НС РАН 010.001.003 ПЭЗ							
Изм	Лит	№ докум.	Подп.	ФЦП (плата МП 11 разрядов) Перечень элементов	Литера	Масса	Масштаб
Разраб.		Бобровск					
Провер.		Ильичев			Лист 1	Листов 1	
Вып.							
Н. контр.							
Т. контр.							
Утв.		Ильичев					

Инв. № подл. Подп. и дата. Подп. и дата. Инв. № дубля. Подп. и дата.



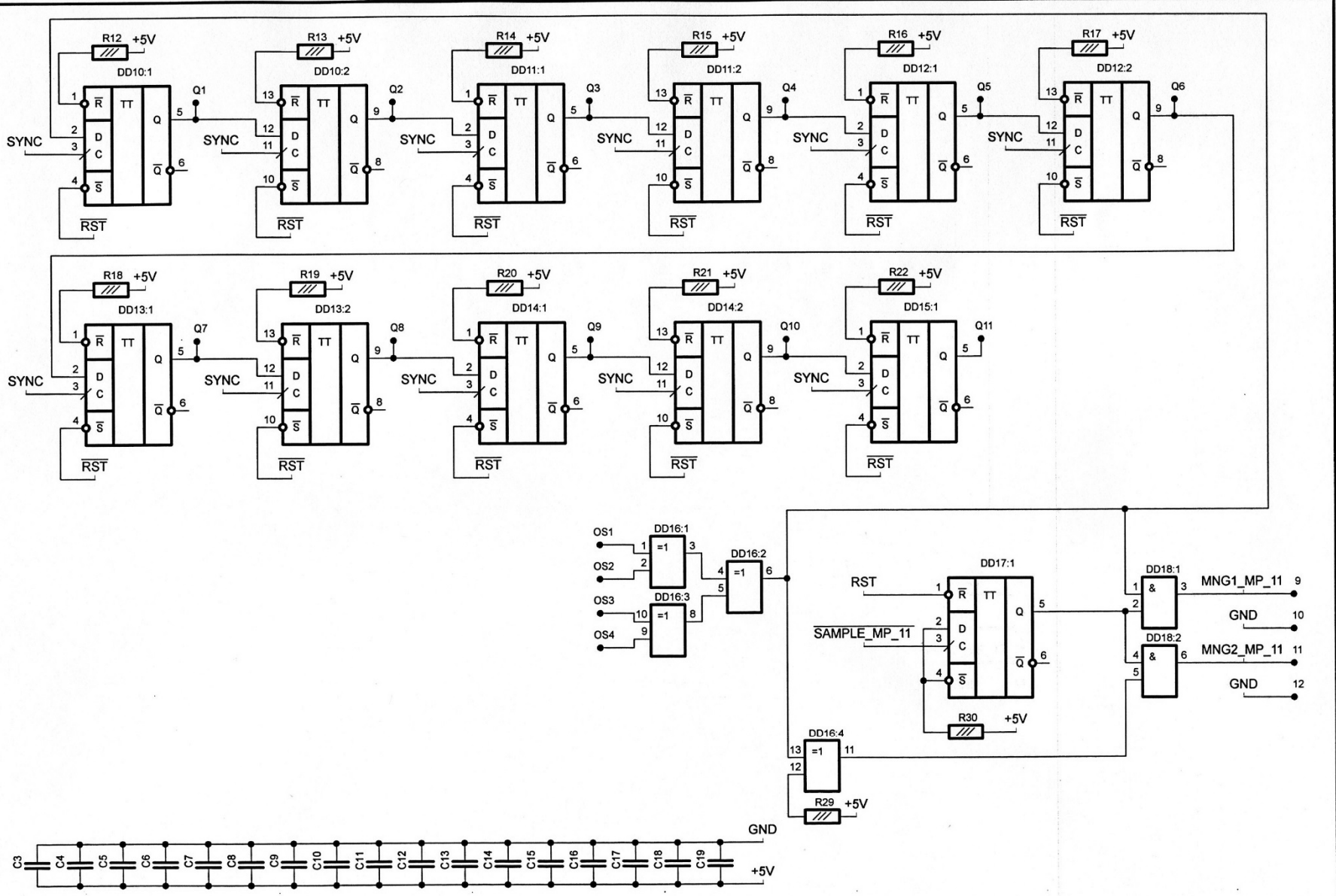
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата
Разраб.	Бобровский			
Пров.	Ильичев П.В.			
Т.контр				
Н.контр				
Уте.	Ильичев П.В.			

НС РАН 010.001.003 Э3

ФЦП (плата МП 11 разрядов)
Схема электрическая
принципиальная

Лит.	Масса	Масш.
Лист 1	Листов 4	

Подп. и дата
 Инв. № подл.
 Взам. инв. №
 Инв. № дубл.
 Подп. и дата
 Инв. № подл.



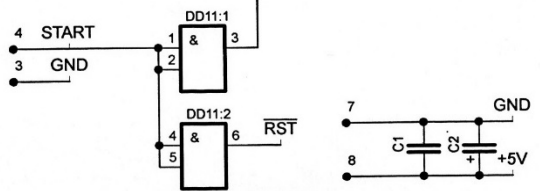
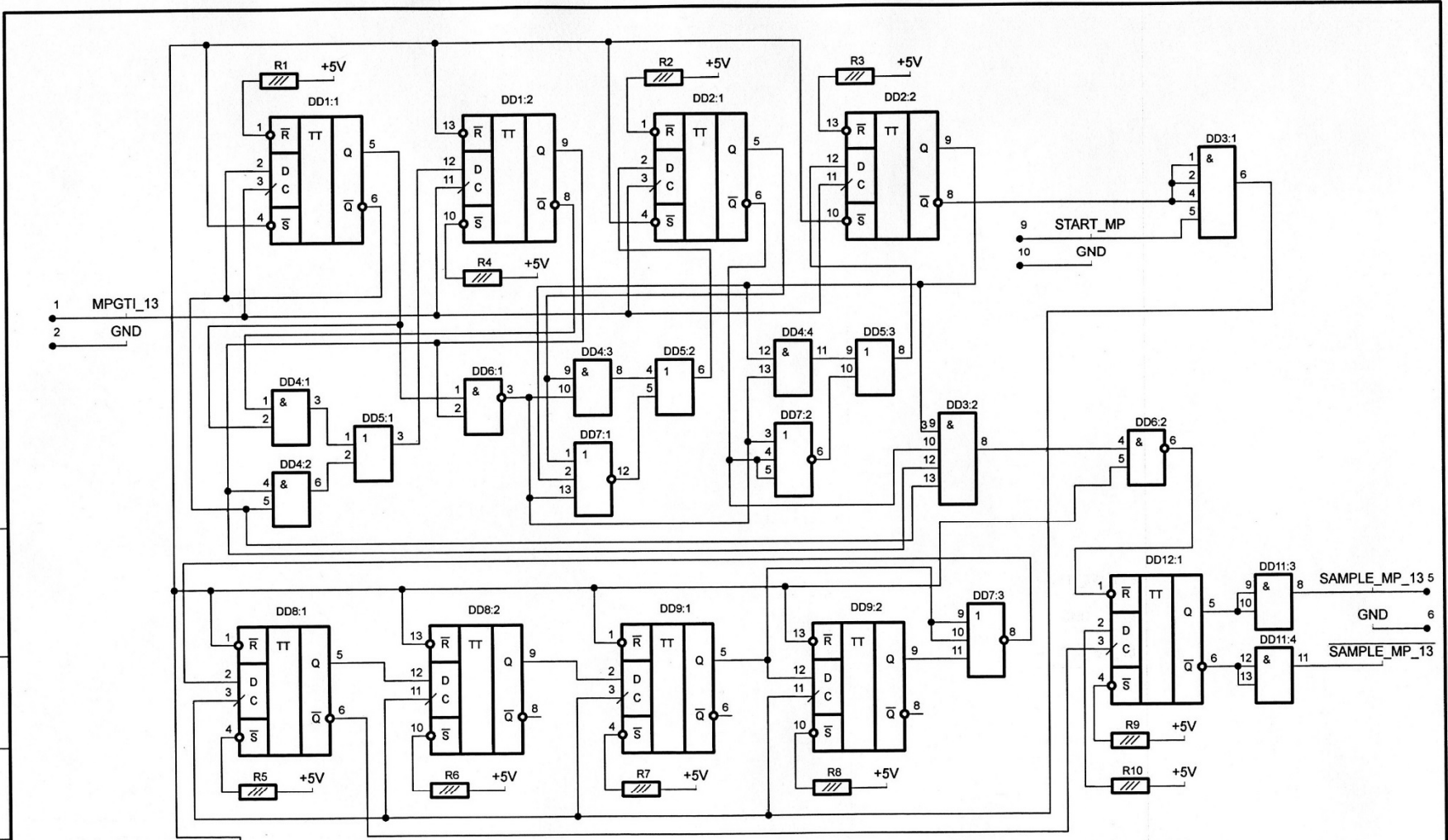
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

HC PAH 010.001.003 Э3

Лист
2

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание				
<u>Микросхемы</u>							
DD1-DD2	74ALS74AN (K1533TM2)	2					
DD3	74ALS21AN (K1533ЛИ6)	1					
DD4	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1					
DD5	74ALS32AN (K1533ЛЛ1)	1					
DD6	74ALS00AN (K1533ЛА3)	1					
DD7	74ALS27AN (K1533ЛЕ4)	1					
DD8-DD9	74ALS74AN (K1533TM2)	2					
DD10-DD11	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	2					
DD12-DD13	74ALS74AN (K1533TM2)	2					
DD14	74ALS02AN (K1533ЛЕ1)	1					
DD15-DD20	74ALS74AN (K1533TM2)	6					
DD21	74ALS86AN (K1533ЛП5)	1					
DD22	74ALS74AN (K1533TM2)	1					
<u>Резисторы</u>							
R1-R28	ЧИП РЕЗ. 10 кОм 1206J 5% 0,25Вт	28					
<u>Конденсаторы</u>							
C1	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	1					
C2	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	1					
C3-C24	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	22					
НС РАН 010.001.004 ПЭЗ							
Изм	Лит	№ докум.	Подп.	ФЦП (плата МП 13 разрядов) Перечень элементов	Литера	Масса	Масштаб
Разраб.		Бобровск					
Провер.		Ильичев			Лист 1	Листов 1	
Вып.							
Н. контр.							
Т. контр.							
Утв.		Ильичев					

Подп. и дата
 Имя, Ф. И. О.
 Подп. и дата
 Имя, Ф. И. О.



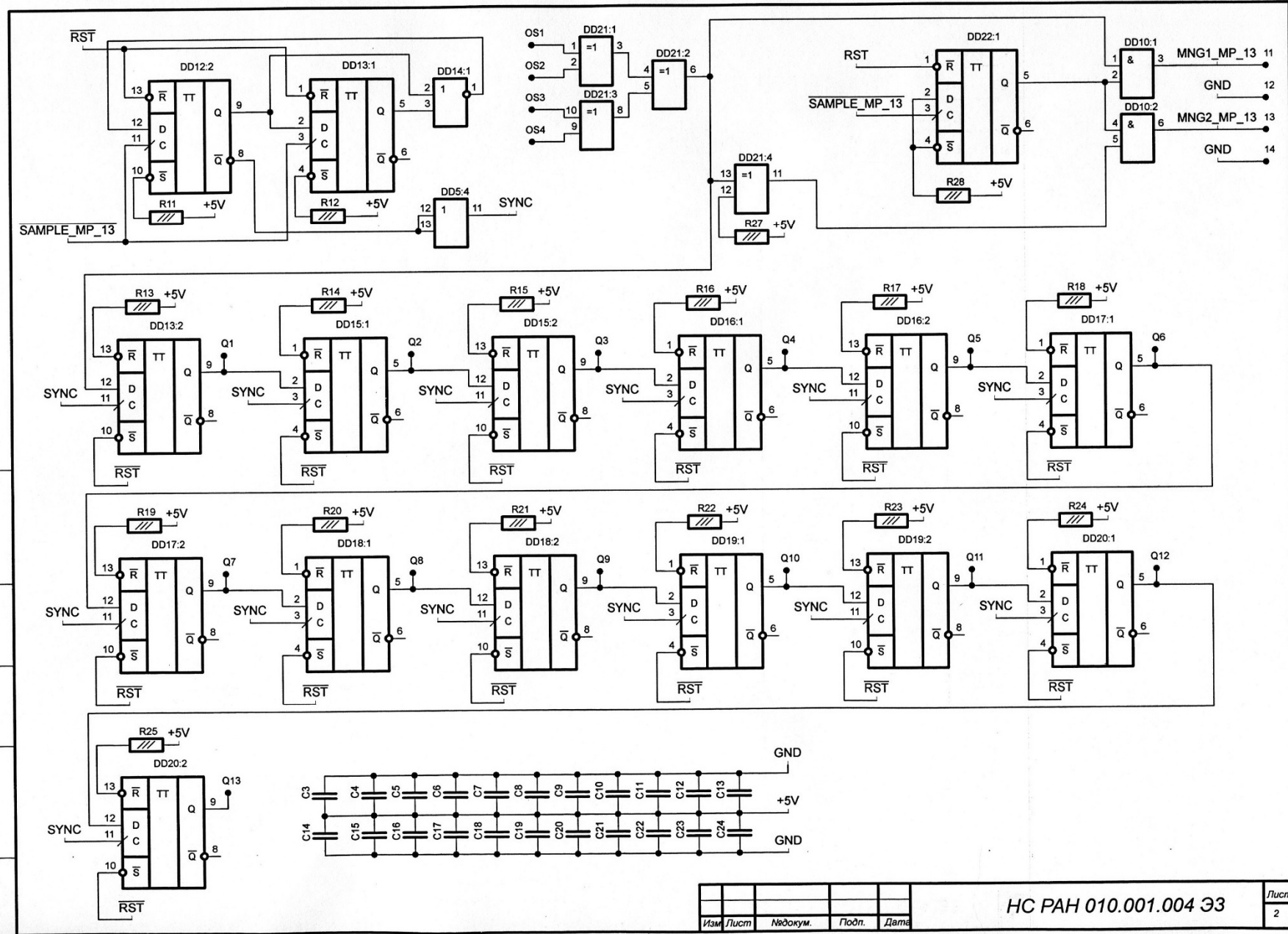
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Разраб.	Бобровский			
Пров.	Ильичев П.В.			
Т.контр.				
Н.контр.				
Уте.	Ильичев П.В.			

НС РАИ 010.001.004 ЭЗ

**ФЦП (плата МП 13 разрядов)
Схема электрическая
принципиальная**

Лит.	Масса	Масш.	
Лист 1	Листов 4		

Имя, № подл. Подл. и дата Взам. инв. №. Инв. № дубл. Подл. и дата

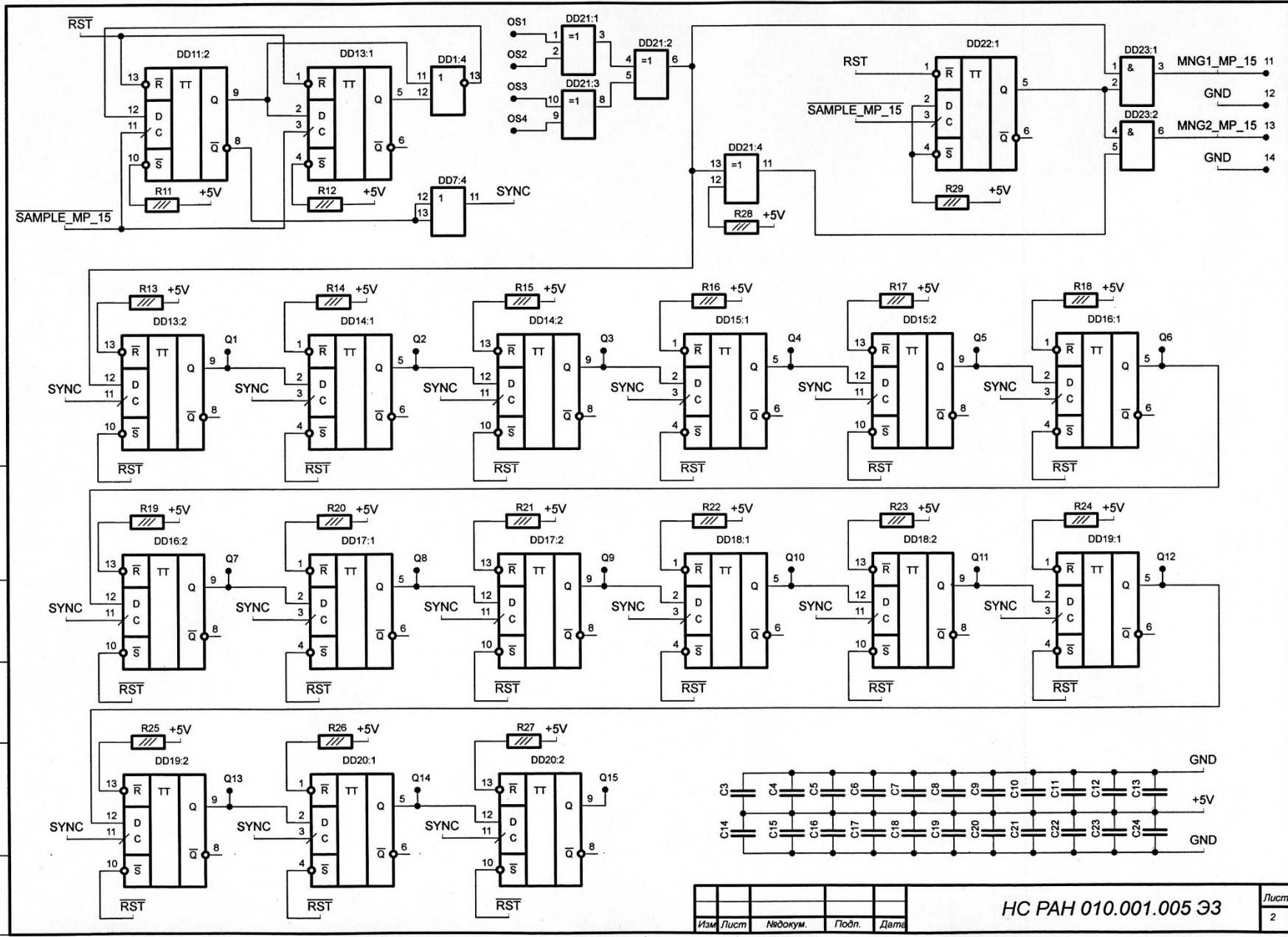


Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

НС ПАИ 010.001.004 Э3

Лист
2

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание					
<u>Микросхемы</u>								
DD1	74ALS02AN (K1533ЛЕ1)	1						
DD2-DD3	74ALS74AN (K1533ТМ2)	2						
DD4	74ALS21AN (K1533ЛИ6)	1						
DD5	74ALS74AN (K1533ТМ2)	1						
DD6	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1						
DD7	74ALS32AN (K1533ЛЛ1)	1						
DD8	74ALS00AN (K1533ЛА3)	1						
DD9	74ALS27AN (K1533ЛЕ4)	1						
DD10-DD11	74ALS74AN (K1533ТМ2)	2						
DD12	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1						
DD13-DD20	74ALS74AN (K1533ТМ2)	8						
DD21	74ALS86AN (K1533ЛП5)	1						
DD22	74ALS74AN (K1533ТМ2)	1						
DD23	74ALS08AN (K1533ЛИ1)	1						
<u>Резисторы</u>								
R1-R29	ЧИП РЕЗ. 10 кОм 1206J 5% 0,25Вт	29						
<u>Конденсаторы</u>								
C1	чип конд. 1812-Y5V-50В-0,1 мкФ	1						
C2	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	1						
C3-C24	чип конд. 1812-Y5V-50В-0,1 мкФ	22						
НС РАН 010.001.005 ПЭЗ								
Изм.	Лит	№ докум.	Подп.	Дата	ФЦП (плата МП 15 разрядов) Перечень элементов	Литера	Масса	Масштаб
Разраб.		Бобровск						
Провер.		Ильичев				Лист 1	Листов 1	
Вып.								
Н. контр.								
Т. контр.								
Утв.		Ильичев						



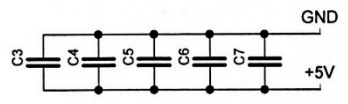
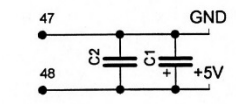
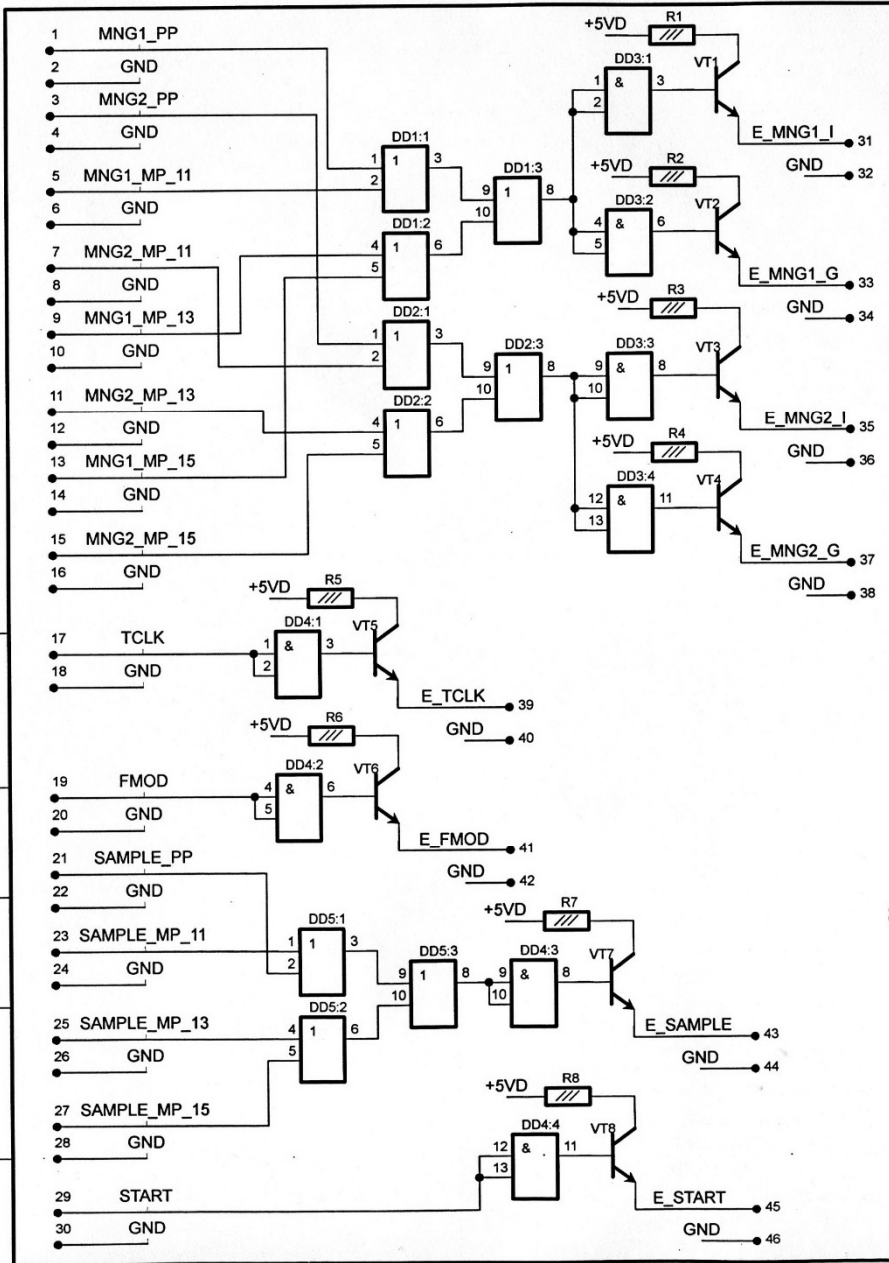
Инв. в подл. Подп. и дата
 Взам. инв. №. Инв. в дубл.
 Подп. и дата

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

HC PAH 010.001.005 ЭЗ

Лист
2

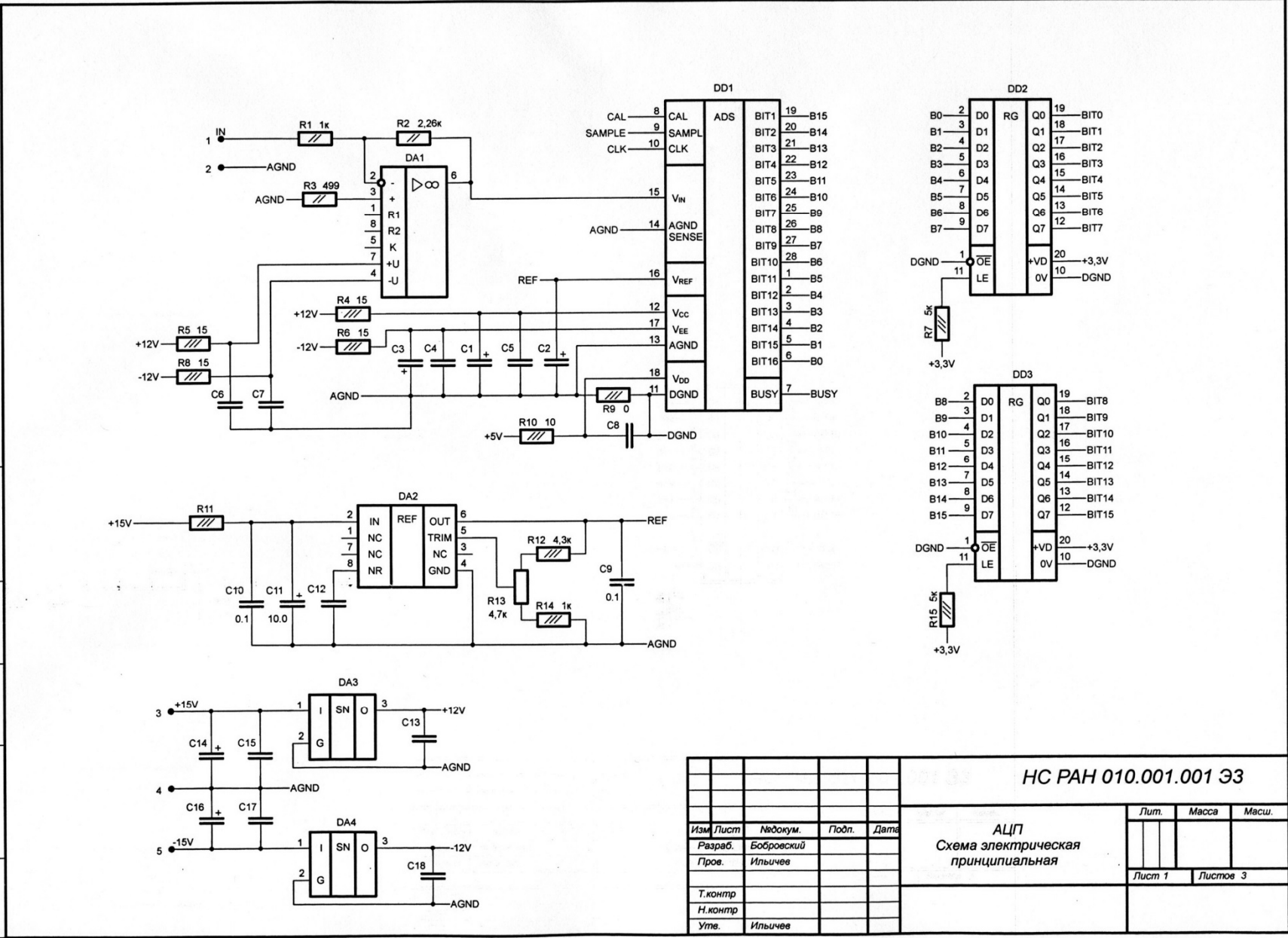
Подп. и дата
 Ив. № дубл.
 Ив. № подл.



				НС РАН 010.001.007 ЭЗ		
				ФЦП (плата Согласования) Схема электрическая принципиальная		
Изм.	Лист	Издокум.	Подп.	Дата	Лит.	Масш.
		Разраб. Бобровский				
		Пров. Ильичев П.В.			Лист 1	Листов 4
Т.контр						
Н.контр						
Утв.				Ильичев П.В.		

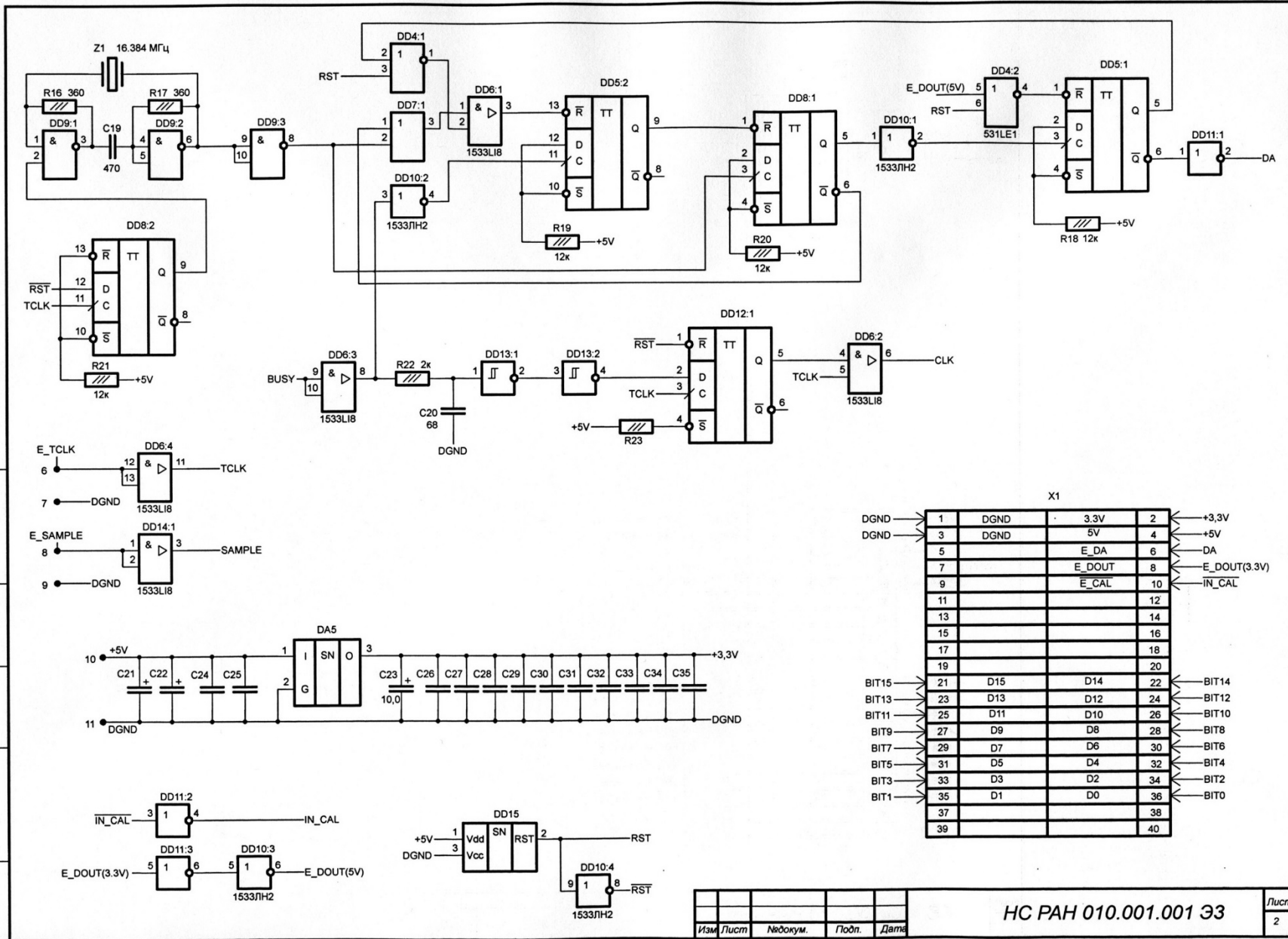
Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание		
<u>Микросхемы</u>					
DA1	AD845	1			
DA2	AD587	1			
DA3	78L12	1			
DA4	79L12	1			
DA5	AMS1117-3,3	1			
DD1	AD767	1			
DD2, DD3	74LVC573AD	2			
DD4	K1533ЛЕ1	1			
DD5	74НС74АН	1			
DD6	K1533ЛИ8	1			
DD7	K1533ЛЛ1	1			
DD8	74НС74АН	1			
DD9	74НС00	1			
DD10	K1533ЛН2	1			
DD11	74LVC04AD	1			
DD12	74НС74АН	1			
DD13	74НС14	1			
DD14	K1533ЛИ8	1			
DD15	MCP101	1			
<u>Конденсаторы</u>					
C1 - C3	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	3			
C4 - C10	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	7			
C11	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	1			
C12, C13	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	2			
C14	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	1			
C15	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	1			
C16	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	1			
C17, C18	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	2			
C19	К 10-17Б имп. 470 пФ, Y5V,+ 80 -20%,0805	1			
C20	чип конд. 0805-NP0-50B-68 пФ	1			
C21 - C23	Конд. тант. 10 мкФ×25 В тип D 20%	3			
C24 – C35	чип конд. 1812-Y5V-50B-0,1 мкФ	12			
НС РАН 010.001.001 ПЭЗ					
АЦП					
Перечень элементов					
		Литера		Масса	Масштаб
Изм	Лит	№ докум.	Подп.	Дата	
Разраб.		Бобровск			
Провер.		Ильичев			
Вып.					
Н. контр.					
Т. контр.					
Утв.		Ильичев			
		Лист 1		Листов 2	

Ив. В. полл. / Подп. и дата
 Ив. В. дубл. / Подп. и дата
 Взам. инв. Ф. / Подп. и дата



				НС РАИ 010.001.001 Э3		
				АЦП		
				Схема электрическая		
				принципиальная		
Изм.	Лист	Издокум.	Подп.	Дата	Лит.	Масса
Разраб.		Бобровский				
Прое.		Ильичев				
Т.контр.						
Н.контр.						
Утв.		Ильичев				
					Лист 1	Листов 3

Подп. и дата
 Имя, № подл.
 Взам. инв. №, Инв. № дучсл.
 Подп. и дата
 Имя, № подл.



X1

DGND	1	DGND	3.3V	2	+3.3V
DGND	3	DGND	5V	4	+5V
	5		E_DA	6	DA
	7		E_DOUT	8	E_DOUT(3.3V)
	9		E_CAL	10	IN_CAL
	11			12	
	13			14	
	15			16	
	17			18	
	19			20	
BIT15	21	D15	D14	22	BIT14
BIT13	23	D13	D12	24	BIT12
BIT11	25	D11	D10	26	BIT10
BIT9	27	D9	D8	28	BIT8
BIT7	29	D7	D6	30	BIT6
BIT5	31	D5	D4	32	BIT4
BIT3	33	D3	D2	34	BIT2
BIT1	35	D1	D0	36	BIT0
	37			38	
	39			40	