

А.А. Федотов

С.А. Акулов

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И
АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ**



МОСКВА

ФИЗМАТЛИТ

2013

А.А. Федотов

С.А. Акулов

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
И АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ**



МОСКВА

ФИЗМАТЛИТ[®]

2013

УДК 57.087
ББК 32.811.3
Ф 34

Рецензенты: д.т.н., профессор Мелентьев В.С.,
д.т.н., профессор Гречишников В.М.

Федотов А.А., Акулов С.А. Математическое моделирование и анализ погрешностей измерительных преобразователей биомедицинских сигналов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2013. – 282 с. – ISBN 978-5-9221-1446-2.

В монографии рассматриваются вопросы структурного построения и математического моделирования измерительных преобразователей биомедицинских сигналов. Основное внимание в монографии уделено рассмотрению измерительных преобразователей биоэлектрической активности сердца, артериальной пульсации крови и электрического импеданса биологических тканей, являющихся основными элементами большинства современных медицинских диагностических систем. Также в монографии подробно рассмотрены вопросы анализа погрешностей измерительных преобразователей биомедицинских сигналов.

Монография будет полезна широкому кругу читателей: специалистам, интересующимся вопросами построения информационно-измерительных систем биомедицинского назначения, студентам и аспирантам, обучающимся по направлениям медицинского приборостроения и биомедицинской инженерии, а также всем научно-техническим работникам, занимающимся исследованиями в области метрологии измерительных преобразователей медико-биологической информации и математического моделирования биотехнических систем диагностического назначения.

Ил. 138. Библиогр. 93 назв.
ISBN: 978-5-9221-1446-2

© А.А. Федотов, С.А. Акулов, 2013
© ФИЗМАТЛИТ, 2013

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	7
ГЛАВА 1. Общие сведения об измерительных преобразователях биомедицинских сигналов.....	10
1.1. Инструментальные средства медицинской диагностики.....	10
1.2. Биомедицинские сигналы и их характеристики.....	14
1.3. Особенности построения измерительных преобразователей биомедицинских сигналов.....	26
ГЛАВА 2. Измерительные преобразователи артериальной пульсации крови.....	35
2.1. Общие сведения и классификация измерительных преобразователей артериальной пульсации крови.....	35
2.2. Фотоплетизмографические измерительные преобразователи артериальной пульсации крови.....	43
2.3. Сфигмографические измерительные преобразователи артериальной пульсации крови.....	51
2.3.1. Основы сфигмографического метода регистрации артериальной пульсации крови.....	51
2.3.2. Датчики давления.....	54
2.3.3. Структурное построение сфигмографического измерительного преобразователя сигнала артериальной пульсации крови.....	59
ГЛАВА 3. Моделирование процессов формирования фотоплетизмографического сигнала в измерительном преобразователе артериальной пульсации крови.....	66
3.1. Обзор гемодинамических моделей.....	66
3.2. Моделирование гемодинамических процессов в артериальной системе человека.....	72

3.3. Моделирование процесса формирования сигнала артериальной пульсации крови.....	85
ГЛАВА 4. Измерительные преобразователи биоэлектрической активности сердца.....	94
4.1. Классификация и структура измерительных преобразователей биоэлектрической активности сердца.....	94
4.2. Особенности функционирования измерительных преобразователей биоэлектрической активности сердца.....	99
ГЛАВА 5. Моделирование процессов формирования электрокардиографического сигнала в измерительном преобразователе биоэлектрической активности сердца.....	104
5.1. Формирование потенциалов на поверхности тела, обусловленных биоэлектрической активностью сердца.....	104
5.2. Дипольная модель формирования желудочкового комплекса электрокардиографического сигнала.....	114
ГЛАВА 6. Анализ погрешностей измерительных преобразователей показателей сердечного ритма.....	121
6.1. Математический анализ параметров сердечного ритма....	122
6.2. Методика оценки погрешностей измерительных преобразователей показателей сердечного ритма.....	133
6.3. Методики детектирования характеристических точек биомедицинских сигналов.....	146
6.4. Анализ погрешностей обнаружения характеристических точек биомедицинских сигналов.....	160
ГЛАВА 7. Измерительные преобразователи электрического импеданса биологических тканей.....	179
7.1. Измерительные преобразователи электрического импеданса неоднородных проводников.....	179

7.2. Особенности измерения электрического импеданса биологических тканей.....	181
7.3. Методы построения измерительных преобразователей биоэлектрического импеданса.....	191
7.3.1. Измерительные преобразователи на основе потенциометрического метода измерения.....	191
7.3.2. Измерительные преобразователи электрического импеданса на основе мостовых методов измерения.....	195
7.3.3. Измерительные преобразователи электрического импеданса на основе резонансных методов измерения.....	198
7.3.4. Измерительные преобразователи электрического импеданса, построенные на основе анализа переходной функции.....	199
7.4. Анализ построения измерительных преобразователей электрического импеданса биологических тканей.....	201
ГЛАВА 8. Моделирование измерительного преобразователя биоэлектрического импеданса.....	204
8.1. Моделирование измерительного преобразователя биоэлектрического импеданса на основе время-частотного преобразования.....	204
8.2. Методика переходных функций для определения электрического импеданса биологических тканей.....	213
8.3. Анализ погрешностей измерительного преобразователя электрического импеданса биологических тканей.....	221
8.4. Моделирование измерительного преобразователя биоэлектрического импеданса при использовании различных схем формирования измерительного сигнала.....	237
8.4.1. Анализ схем формирования сигнала измерительных преобразователей биоэлектрического импеданса.....	237

8.4.2. Измерительные преобразователи биоэлектрического импеданса в отсутствии эффекта поляризации.....	240
8.4.3. Двухэлектродный измерительный преобразователь биоэлектрического импеданса.....	247
8.4.4. Трехэлектродный измерительный преобразователь биоэлектрического импеданса.....	256
8.4.5. Четырехэлектродный измерительный преобразователь биоэлектрического импеданса.....	264
Библиографический список.....	272

ПРЕДИСЛОВИЕ

Появление в последние годы в клинической практике многочисленной диагностической аппаратуры контроля физиологических показателей человека открывает большие возможности в совершенствовании методик медицинской диагностики. Значительное повышение технического уровня развития современных диагностических систем за счет совершенствования аппаратной реализации и технологий производства делает автоматизированные системы диагностики незаменимыми в повседневной практике. При этом наряду с прогрессом развития инструментальных средств, весьма существенную роль в настоящее время начинают играть компьютерные методы обработки биомедицинской информации, в частности, методы цифровой фильтрации биомедицинских сигналов.

Неотъемлемыми элементами медицинских диагностических систем являются первичные и вторичные преобразователи биомедицинских сигналов, обеспечивающие преобразование происходящих в организме человека физиологических процессов в диагностическую информацию. В настоящей монографии рассмотрены основные технические принципы построения измерительных преобразователей биомедицинских сигналов, являющихся основными компонентами систем клинического мониторинга, и определяющих основные характеристики и эффективность проводимой диагностики, а также технические параметры создаваемой на их основе диагностической аппаратуры. Основное внимание в монографии уделено математическому моделированию процессов формирования сигнала в измерительных преобразователях, а также вопросам исследования погрешностей измерения биомедицинской информации.

В первой главе приведены основные характеристики биосигналов, применяемых в современных системах диагностики состояния организма человека. Рассмотрены основные подходы к получению информации о состоянии живого организма с помощью регистрации и анализа биосигналов. Описаны основные ха-

рактеристики измерительных преобразователей и методы определения погрешностей измерений физиологических показателей.

Во второй главе приведено описание структурного построения и принципов функционирования измерительных преобразователей артериальной пульсации крови, построенных на различных физических принципах преобразования артериальной пульсации крови в информационный сигнал. Приведены основные особенности схемотехнической реализации измерительных преобразователей артериальной пульсации крови, при этом основное внимание уделяется фотометрическим и сфигмографическим измерительным преобразователям артериальной пульсации крови.

Вопросы моделирования процессов формирования артериальной пульсации крови в измерительных преобразователях показателей сердечного ритма подробно рассмотрены **в третьей главе** монографии. Модель формирования сигнала артериальной пульсации крови основана на решении одномерных уравнений Навье-Стокса, описывающих процессы распространения пульсаций давления по артериальному руслу. Получена целевая функция измерительного преобразователя, связывающая выходной электрический сигнал первичного преобразователя с параметрами артериального сосуда и величиной изменения пульсового давления.

Четвертая глава посвящена рассмотрению измерительных преобразователей биоэлектрической активности сердца. Приведена классификация измерительных преобразователей биоэлектрической активности сердца, подробно рассмотрены источники погрешностей, возникающих при регистрации биосигнала, обусловленных влиянием основных методических и инструментальных факторов.

Пятая глава посвящена рассмотрению математической модели процессов формирования ЭКГ сигнала в измерительных преобразователях показателей сердечного ритма. Подробно рассмотрена дипольная модель формирования желудочкового комплекса ЭКГ сигнала.

Шестая глава монографии содержит исследования погрешностей измерительных преобразователей показателей сердечного ритма. Описаны современные методы цифровой фильтрации биомедицинских сигналов в условиях присутствия искажающих помех и шумов высокой интенсивности. Предложена методика оценки погрешностей измерительных преобразователей показателей сердечного ритма, рассматриваются различные методы обнаружения характеристических точек биомедицинских сигналов.

В седьмой главе рассмотрены измерительные преобразователи электрического импеданса биологических тканей. Проанализированы различные методы построения измерительных преобразователей биоэлектрического импеданса, описаны особенности измерения электрического импеданса биологических тканей.

Восьмая глава посвящена рассмотрению вопросов математического моделирования измерительных преобразователей электрического импеданса биологических тканей. Исследованы погрешности измерительных преобразователей электрического импеданса биологических тканей при использовании различных схем формирования измерительного сигнала.

ГЛАВА 1. Общие сведения об измерительных преобразователях биомедицинских сигналов

1.1. Инструментальные средства медицинской диагностики

Повышение эффективности современных медицинских технологий тесно связано с совершенствованием методов и инструментальных средств диагностики и объективного контроля состояния пациента в процессе лечения. Построение инструментальных средств диагностики состояния человека основано на регистрации и измерении физиологических показателей, характеризующих работу важнейших физиологических систем организма. Первыми техническими средствами, используемыми для этой цели, стали ртутный термометр для определения температуры тела и звукоусилительная трубка для прослушивания шумов сердца и дыхания.

Развитие техники и, в особенности, радиоэлектроники привело к созданию высокочувствительных методов регистрации биологических сигналов и эффективных средств их обработки и получения диагностических данных.

Биологические сигналы представляют собой разнообразные по характеру проявления (электрические, механические, химические и др.) деятельности физиологических систем организма. Знание параметров и характеристик биологических сигналов дополняет клиническую картину заболевания объективной диагностической информацией, позволяющей прогнозировать развитие состояния пациента.

Методы исследования физиологических процессов, используемые в медицинских диагностических системах, должны обеспечивать непрерывность регистрации биологических сигналов в реальном масштабе времени при высокой диагностической ценности получаемых показателей. Этим требованиям удовлетворяют ряд методов физиологических исследований, широко используемых в функциональной диагностике.

Электрокардиография – метод исследования биоэлектрической активности сердца, осуществляемый с помощью регистра-

ции и последующей обработки электрокардиограммы (ЭКГ). Используется в мониторах для визуального наблюдения ЭКГ и диагностики нарушений, для слежения за показателями variability сердечного ритма, отражающими состояние регуляторных процессов в организме.

Электроэнцефалография – метод исследования биоэлектрической активности мозга, дающий информацию о функциональном состоянии мозга и его отдельных участков. Используется при мониторинге активности центральной нервной системы, в частности, при определении глубины анестезии с помощью биспектрального анализа электроэнцефалограммы, а также путем оценки слуховых вызванных потенциалов мозга.

Импедансная плетизмография (электроплетизмография, реография) – метод исследования центральной и периферической гемодинамики, основанной на изучении сопротивления тканей переменному электрическому току. При мониторинге параметров гемодинамики (частоты сердечных сокращений (ЧСС), ударного объема, общего периферического сопротивления, параметров венозного отдела кровообращения и др.) оценивается пульсирующая составляющая сопротивления тканей, возникающая вследствие изменения интенсивности кровотока. При мониторинге содержания и распределения жидкости в организме оценке подвергается базовая составляющая сопротивления тела на различных частотах. В многоканальных мониторах метод используется для слежения за параметрами дыхания, например, частотой дыхания (ЧД).

Фотоплетизмография – метод исследования периферической гемодинамики, основанный на изучении поглощения света, проходящего через исследуемый участок ткани с пульсирующей кровью. Используется в мониторах пациента для определения ЧСС, величины интенсивности пульсации кровотока, а также в пульсоксиметрах.

Осциллометрия – метод исследования параметров периферической гемодинамики, осуществляемый путем регистрации и анализа пульсаций давления в окклюзионной манжетке, окружа-

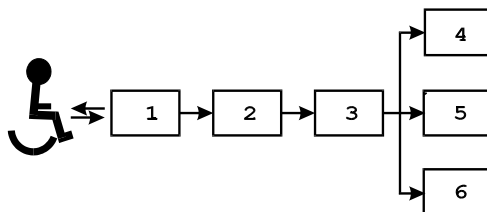
ющей исследуемый сосуд. Используется в клиническом мониторинге для слежения за параметрами артериального давления (АД) крови.

Оксиметрия и капнометрия – методы исследования функции внешнего дыхания, основанные на анализе состава выдыхаемых газов или газов крови исследуемых участков тканей. Используется в клиническом мониторинге с целью следящей оценки концентрации кислорода (углекислого газа) в выдыхаемом воздухе, напряжения кислорода в крови, сатурации гемоглобина крови кислородом.

Развитие средств регистрации и методов обработки биологических сигналов, а также широкое использование микропроцессорной техники привело к объединению отдельных приборов измерения и контроля физиологических параметров в многофункциональные диагностические комплексы, позволяющие вести комплексную оценку состояния пациента.

В медицинских диагностических системах осуществляется сбор физиологических данных, анализ полученной информации, определение диагностических показателей с представлением результатов в удобном для восприятия виде (рисунок 1.1). Сбор данных в мониторных системах основан на регистрации биологических сигналов, то есть преобразовании сигналов, отражающих функционирование физиологических систем в форму, удобную для дальнейшей обработки и анализа [1, 2].

Физиологические параметры могут быть определены либо непосредственно, как измеряемые физические величины, например, температура, давление, биоэлектрические потенциалы, либо как величины, характеризующие взаимодействие физиологических процессов организма с физическими полями, например, величина ослабления прошедших через исследуемые ткани оптического излучения, ультразвука, электромагнитных волн.



1 – датчики физиологических параметров, 2 – блок первичной обработки данных, 3 – блок анализа информации, 4 – регистратор, 5 – дисплей, 6 – память

Рисунок 1.1 – Структурное построение диагностической системы

Для регистрации и измерения физиологических параметров служат датчики, содержащие чувствительные элементы, преобразующие исследуемый физиологический параметр в электрический сигнал. Анализ данных в мониторах включает первичную обработку электрических сигналов датчиков, например, усиление сигналов, фильтрацию помех, аналого-цифровое преобразование, измерение характеристик сигналов, имеющих диагностическую ценность [3].

После первичной обработки биологических сигналов анализ данных в мониторинговых системах ведется с помощью средств микропроцессорной техники, которая предоставляет большие возможности по реализации сложных диагностических алгоритмов обработки физиологической информации, в частности, проведение спектрального, статистического, регрессионного и других методов математического анализа.

В то же время цифровая обработка биомедицинских сигналов упрощает построение аппаратуры – реализацию многоканального отображения физиологических кривых на графических дисплеях, организацию памяти данных, передачу информации по цифровым сетям, формирование баз данных для последующего анализа и т.д.

Цифровая обработка сигналов в современных мониторах позволяет провести сложный многопараметровый анализ поступающей физиологической информации, что приводит к снижению влияния артефактов, возникающих при регистрации сигналов.

Использование компьютерных средств обработки данных дает возможность предоставлять всю информацию, поступающую от аппаратуры в удобном для врача виде. В "интеллектуальных" мониторах осуществляется переход от контроля отдельных физиологических параметров к наблюдению за изменениями интегральных показателей, характеризующих состояние пациента.

Интегральный показатель состояния может быть определен по способу формирования обобщенного критерия на основе меры отклонения частных критериев от "идеальной" альтернативы. В качестве меры обобщенного критерия состояния может быть использована степень соответствия значений физиологических параметров, в рассматриваемый момент времени, границам их динамической нормы.

Величина интегрального показателя состояния может быть определена как минимальное расстояние между точкой многомерного пространства нормированных значений физиологических параметров и областью данного пространства, соответствующей динамической норме. Относительное изменение расстояния, определяемое в различные моменты времени характеризует динамику изменения состояния пациента.

1.2. Биомедицинские сигналы и их характеристики

Биомедицинские сигналы представляют собой физические проявления физиологических процессов живого организма, которые могут быть измерены и представлены в виде удобном для обработки с помощью электронных средств (например, в виде величины электрического напряжения или тока). Обработка биосигналов проводится с целью выделения информативных, с точки зрения медицинской диагностики, признаков биосигнала, или с целью определения диагностических показателей, вычисляемых по параметрам биосигнала [2, 4].

По механизму образования биосигналов в живом организме можно выделить две основные группы биосигналов.

К **первой** группе можно отнести биосигналы связанные с образованием в организме физических полей биологического происхождения, ко **второй** группе – биосигналы, связанные с изменениями физических характеристик участка биологической ткани происходящими под влиянием протекания физиологических процессов.

Первая группа биосигналов включает сигналы, обусловленные биоэлектрической активности органов и тканей, связанные с наличием в организме сравнительно низкочастотных электрических полей биологического происхождения, вызванные электрохимическими и кинетическими процессами, протекающими в организме. Они, как правило, характеризуют функционирование отдельных органов и функциональных систем. Низкочастотные электрические поля в значительной степени экранируются проводящими тканями биологического объекта с неоднородным распределением электрической проводимости.

Электрические поля являются причиной создания на кожном покрове биоэлектрических потенциалов, при этом можно выделить квазистатический электрический потенциал, имеющийся на определенном участке поверхности, и потенциал, изменяющийся синхронно с изменением свойств определенного органа или системы при его функционировании.

Таким образом, на кожном покрове будет иметься постоянный потенциал относительно зоны, взятой за базовую, и переменный – который характеризует работу соответствующего органа или функциональной системы. Спектр переменных биосигналов, характеризующих функционирование органов и систем, лежит в полосе частот от долей Гц до единиц кГц. Разность квазистатических потенциалов между участками на кожном покрове человека достигает долей вольта и, в значительной степени, зависит от электродов, с помощью которых они регистрируются. Разность переменных потенциалов оценивается в диапазоне от мкВ до десятков мВ [5].

Наибольшую диагностическую ценность имеют переменные биосигналы, характеризующие функционирование сердца, центральной нервной системы, опорно-двигательного аппарата, состояние нервно-мышечной проводимости и др. Приведем краткую характеристику некоторых из них.

Электрокардиографический (ЭКГ) сигнал представляет собой изменение во времени электрического потенциала определенных участков кожи возникающее под действием биоэлектрической активности сердца.

На рисунке 1.2 приведен фрагмент электрокардиографического сигнала (ЭКГ), зарегистрированного у здорового человека в нормальных условиях. Диапазон изменений амплитуды ЭКГ сигнала составляет 0,3...3,0 мВ; частотный диапазон сигнала составляет – 0,05...300 Гц.

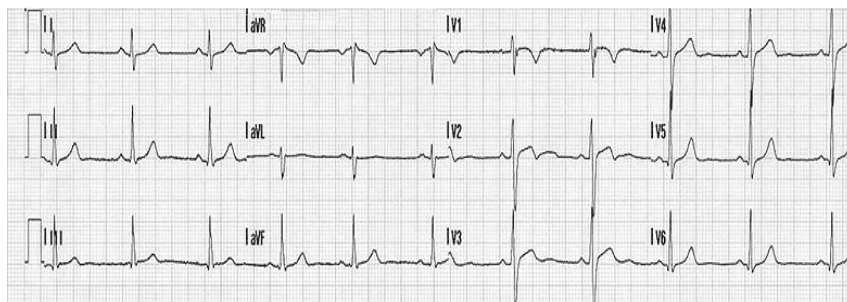


Рисунок 1.2 – ЭКГ сигнал в норме, зарегистрированный у здорового человека в 12 отведениях

Регистрация и обработка ЭКГ сигнала используется в кардиологической диагностике для контурного, в том числе и визуального анализа сигнала на коротких записях, автоматизированного поиска и идентификации аномальных участков сигнала при длительной записи (системы Холтеровского мониторингирования), определении показателей variability ритма сердца. В системах клинического мониторинга электрокардиографический сигнал используется для отображения на экране монитора с целью визуального наблюдения сигнала в нескольких отведениях, диагностики нарушений ритма, для слежения за показателями variability

сти сердечного ритма, отражающими состояние регуляторных процессов в организме.

Магнитокардиографический сигнал представляет собой изменение во времени магнитного поля, возникающего вследствие биоэлектрической активности сердца. Регистрируется бесконтактно с помощью магнитометров, преобразующих интенсивность магнитного поля в электрический сигнал. Магнитокардиографический сигнал используется в кардиологической диагностике в частотности в перинатологии, для контурного визуального анализа сигнала на коротких записях, а также для картирования распределения магнитного поля по сердцу.

Электроэнцефалографический сигнал – представляет собой изменение во времени электрического потенциала определенных участков кожи головы возникающее под действием биоэлектрической активности центральной нервной системы. На рисунке 1.3 приведен электроэнцефалографический сигнал (ЭЭГ), зарегистрированный в восьми отведениях у здорового бодрствующего человека. Диапазон изменений амплитуды ЭЭГ сигнала составляет 0,002...0,1 мВ; частотный диапазон сигнала составляет – 0,3...80 Гц.

Регистрация и анализ ЭЭГ сигналов используется в диагностике функционального состояния мозга и его отдельных участков, в основном, путем топографического анализа амплитуд отдельных частотных компонент сигнала, называемых ритмами, на коротких записях. Основными ритмами ЭЭГ сигнала являются: альфа-ритм (8...13 Гц), бета-ритм (13...35 Гц) и гамма-ритм (35...80 Гц).

Электроэнцефалография применяется при мониторинге активности центральной нервной системы, в частности, при определении глубины анестезии с помощью биспектрального анализа ЭЭГ сигнала, а также путем оценки вызванных аудиторных биопотенциалов мозга. ЭЭГ сигнал также находит применение в системах человеко-машинных интерфейсов для передачи данных от че-

ловека-оператора к управляемому с помощью биосигналов автоматизированному машинному комплексу.

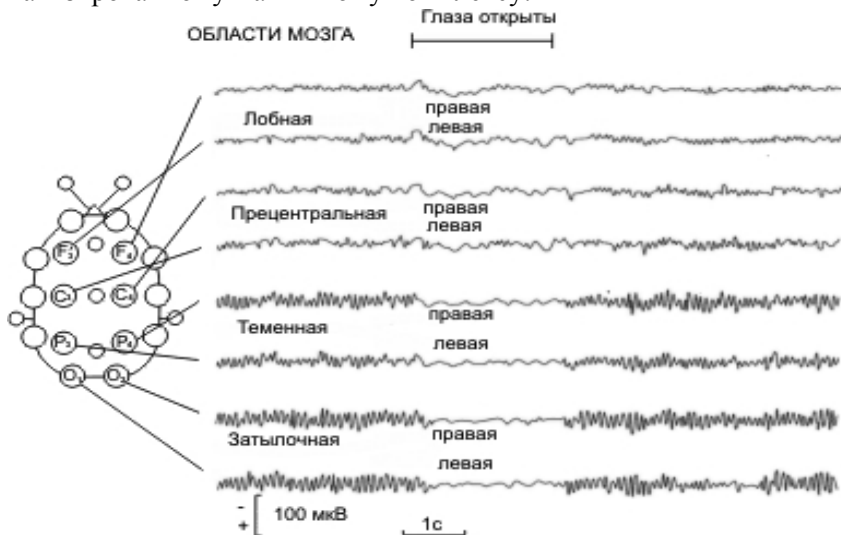


Рисунок 1.3 – Электроэнцефалограмма бодрствующего человека в состоянии покоя. Одновременное отведение по восьми каналам

Электrokортикографический сигнал представляет собой изменение во времени электрического потенциала определенных участков головного мозга с помощью электродов отводящих биопотенциалы непосредственно от коры головного мозга. Диапазон изменения амплитуды сигнала составляет $0,01 \dots 0,2$ мВ, частотный диапазон составляет $0,3 \dots 80$ Гц.

Электrokортикографический сигнал используется в исследованиях и детальной диагностике функционального состояния мозга и его отдельных участков, в основном, путем топографического контурного анализа сигнала на коротких записях.

Электромииографический сигнал (ЭМГ) представляет собой изменение во времени электрического потенциала мышц. Регистрируется с помощью электродов накладываемых на кожу в проекции исследуемых мышц. Диапазон изменения амплитуды сигнала составляет $0,02 \dots 3,0$ мВ, частотный диапазон составляет $0,1 \dots 1000$ Гц.

Регистрация и обработка ЭМГ сигнала используется в диагностике функционального состояния нервно-мышечной проводимости, состояния опорно-двигательного аппарата в основном, путем анализа топографии и амплитуды сигнала на коротких записях. Используется при исследовании выраженности Н-рефлекса, также применяется при мониторинге нервно- мышечной проводимости во время наркоза [6, 7].

Электроокулографический сигнал представляет собой изменение во времени корнеореинального электрического потенциала, вызываемого движением глазного яблока. Регистрируется с помощью электродов накладываемых на кожу в области век. На рисунке 1.4 приведены электроокулографические сигналы, записанные одновременно с ЭЭГ сигналом и ЭМГ сигналом напряжения мышц подбородка.

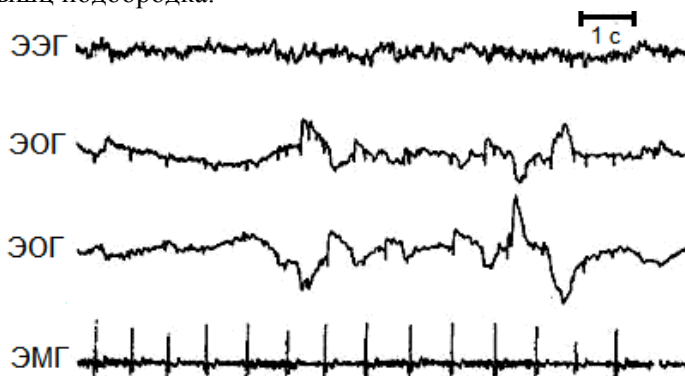


Рисунок 1.4 – Сон с быстрым движением глаз. Сверху вниз: ЭЭГ сигнал; электроокулограмма обоих глаз; ЭМГ сигнал напряжения мышц

Диапазон изменения амплитуды электроокулографического сигнала составляет 0,01...0,2 мВ, частотный диапазон составляет 0,1...7 Гц. Электроокулографические сигналы используется в диагностике функционального состояния вестибулярного аппарата у человека, путем топографического контурного анализа сигнала на коротких записях, в частности, для диагностики нистагма, характеризующего нарушения нормального функционирования организма на вестибулярные воздействия.

Электрогастрографический сигнал представляет собой изменение во времени электрического потенциала, возникающего при работе желудочно-кишечного тракта. Регистрируется с помощью электродов накладываемых на кожу передней брюшной стенки. На рисунке 1.5 приведены записи электрогастрографического сигнала человека, записанные до и после лечения язвенной болезнью желудка.



Рисунок 1.5 – Электрогастрограммы больного язвенной болезнью желудка: 1 — до лечения; 2 — после лечения

Диапазон изменения амплитуды электрогастрографического сигнала составляет $0,2 \dots 1,0$ мВ, частотный диапазон составляет $0,05 \dots 2,0$ Гц. Электрогастрография используется в диагностике функционального состояния желудочно-кишечного тракта, в основном, путем топографического контурного анализа сигнала на коротких записях.

Сигнал **кожногальванической реакции** (по Тарханову) представляет собой медленное изменение во времени электрического потенциала определенных участков кожи в ответ на психологические тесты. По Фере **кожногальваническая реакция** проявляется в изменении электрокожного сопротивления. Кожногальваническую реакцию связывают с секреторной деятельностью потовых желез, расположенных под электродами и контролируемые непосредственно ЦНС. На рисунке 1.6 приведен сигнал кожногальванической реакции (КГР) человека, зарегистрированного во время игры в шахматы, в нижней части рисунка приведены сопровождающие решение речевые рассуждения. Резкое падение сопротивления кожи является показателем эмоциональной активации в момент принятия решения.

Диапазон изменения амплитуды сигнала кожногальванической реакции составляет $0,1 \dots 2$ мВ, частотный диапазон составля-

ет 0,1...10 Гц. Регистрация и обработка сигнала кожногальванической реакции используется в диагностике психоэмоционального состояния человека путем контурного анализа сигнала на коротких записях.

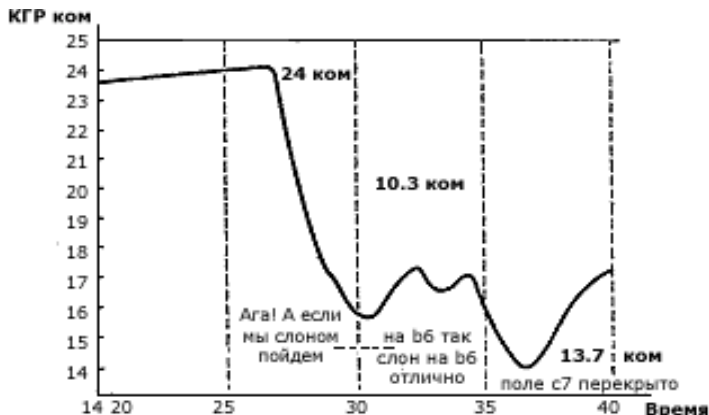


Рисунок 1.6 – Динамика кожно-гальванической реакции в процессе решения мыслительной (шахматной) задачи

Фонокардиографический сигнал представляет собой изменение во времени акустических (звуковых) проявлений работы сердца. Регистрируется с помощью микрофона, накладываемого на грудь обследуемого в проекции сердца и преобразующего звуковые колебания в электрический сигнал. На рисунке 1.7 приведен фонокардиографический сигнал, зарегистрированный одновременно с ЭКГ сигналом. Диапазон изменения амплитуды фонокардиографического сигнала в зависимости от типа используемого микрофона составляет 0,1...2 мВ, частотный диапазон составляет 20...800 Гц.

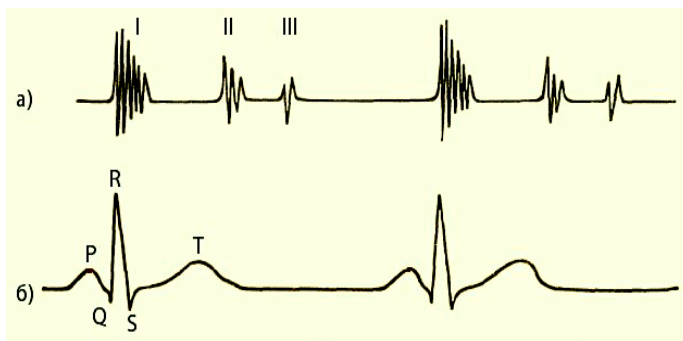


Рисунок 1.7 – Фонокардиограмма (а), электрокардиограмма (б); систолический (I), диастолический (II), желудочковый (III) тон

Фонокардиография используется в кардиологической диагностике путем контурного визуального анализа сигнала на коротких записях, часто в совокупности с электрокардиографическими сигналами. В электронных стетоскопах используется для прослушивания сердечных тонов и выявления патологий в биомеханике сердца [6].

Сфигмографический сигнал представляет собой изменение во времени колебаний сосудистой стенки. Регистрируется с помощью датчиков давления преобразующих колебания сосудистой стенки в электрический сигнал, накладываемых на кожу в местах пролегания сосудов в непосредственной близости от поверхности кожи. Диапазон изменения амплитуды сфигмографического сигнала в зависимости от применяемого датчика составляет 0,1...2 мВ, частотный диапазон составляет 0,3...70 Гц [8].

Регистрация сфигмографических сигналов используется в кардиологической диагностике для контурного анализа сигнала на коротких записях с целью определения эластических свойств сосудов и дисфункции сосудистого эндотелия, а также в системах неинвазивного мониторинга артериального давления.

Вторая группа биосигналов требует для своей регистрации приложения к биологическим тканям внешних физических полей.

Реографический сигнал представляет собой изменение во времени электрического сопротивления участка биологической

ткани, расположенного между измерительными электродами. Для регистрации реографического сигнала через участок исследуемых биологических тканей пропускается переменный электрический ток с частотой порядка сотен кГц и амплитудой не превышающей 1 мА. Амплитуда сигнала измеряется как падение напряжения на участке биологических тканей, расположенных между измерительными электродами и составляет не менее 1 мВ. Частотный диапазон биосигнала составляет 0,3...70 Гц [9].

Методы реографии используются в кардиологической практике для определения параметров центрального кровотока (по Тищенко), например, величины сердечного выброса с помощью дифференциальной реограммы, и параметров периферического кровотока, например, формы пульсовой волны, величины индекса перфузии.

Фотоплетизмографический сигнал представляет собой изменение во времени объема кровеносного сосуда под действием пульсовых волн. Для регистрации фотоплетизмографического сигнала через исследуемый участок биологических тканей пропускается поток излучения оптического или инфракрасного диапазона. Величина сигнала измеряется как ослабление излучения, проходящего через исследуемый участок биологической ткани, содержащей кровеносный сосуд (или отраженного от участка, исследуемой биологической ткани). Амплитуда сигнала при использовании широкополосного фотоприемника составляет не менее 0,1 мВ. Частотный диапазон составляет 0,3...70 Гц.

Методы фотоплетизмографии используются в кардиологической практике для определения параметров периферического кровотока, например, с целью определения эластических свойств сосудов. В клиническом мониторинге используется при построении пульсоксиметров для неинвазивного мониторинга степени насыщения крови кислородом.

Плетизмографический сигнал представляет собой изменение во времени давления в компрессионной манжетке, охватывающей исследуемый кровеносный сосуд (например, плечевая ок-

клюзионная манжетка). Для регистрации плетизмографического сигнала в компрессионной манжетке создается окклюзионное давление воздуха. Величина сигнала измеряется с помощью датчика давления воздуха, подключаемого к манжетке. Амплитуда изменения сигнала при использовании современных тензометрических датчиков давления составляет порядка 0,1 мВ. Частотный диапазон составляет 0,3...70 Гц [10].

Методы плетизмографии используется при построении приборов измерения артериального давления крови, а так же при исследовании эластических свойств сосудов.

Краткое рассмотрение характеристик, наиболее часто используемых при построении диагностических методик регистрации и обработки биосигналов, обнаруживает их основные особенности – малую амплитуду, низкочастотный спектр и чувствительность к воздействию помех.

При проведении регистрации на биосигнал всегда накладываются сигналы наводок (помех) и шумов. Наводки возникают вследствие действия внешних физических полей, не имеющих прямого отношения к объекту исследований. Помехи физической природы возникновения оказывают влияние на чувствительный элемент измерительного преобразователя или на отдельные узлы или цепи устройства преобразования биосигнала.

Шумы характерны как для измерительной аппаратуры, так и для объекта измерений. Под шумами понимаются такие сигналы, которые появляются на выходе вследствие особенностей функционирования и параметров измерительной аппаратуры, а также вследствие работы других подсистем и наличия процессов в организме, в результате которых возникают сигналы, не имеющих прямого отношения к определяемым показателям или характеристикам.

Так, например, если при измерении малых разностей потенциалов между участками кожного покрова электроды будут непрерывно колебаться из-за колебаний кожи, то при больших переходных сопротивлениях в месте контакта электродов с кожей и

при нестабильности контактных явлений аппаратура покажет наличие переменного сигнала, появившегося в результате взаимодействия чувствительного элемента (электродов) с объектом измерений и не характерен для объекта, находящегося в нормальном состоянии.

В медицинской практике шумы биологического происхождения, вызванные процессами, не имеющими прямого отношения к определяемым параметрам или характеристикам, называют часто влиянием артефактов. К артефактам биологического происхождения, как правило, относятся помехи, обусловленные дыханием или движениями обследуемого во время регистрации биосигналов, а также любую активность систем организма, не связанную с регистрируемым процессом, но оказывающую влияние на определяемые значения диагностических показателей. Наиболее ярким примером таких процессов может служить миографическая активность периферических мышц при регистрации ЭКГ сигнала.

Очень часто трудно отличить присутствующие помехи и шумы от биомедицинских сигналов, появившихся вследствие взаимодействия с объектом измерения чувствительного элемента измерительного преобразователя. Вследствие этого, даже располагая аппаратурой с гарантированными метрологическими характеристиками, нельзя с полной уверенностью утверждать, что погрешность результатов измерений не превышает значений, нормированных для технического измерительного средства [2, 3].

Еще одним фактором важным при исследовании биологических организмов является их изменчивость и индивидуальность параметров и показателей. Даже на групповом уровне проявляется зависимость от национальных, возрастных, генетических и климатических особенностей, поэтому корректным является описание свойств биосигналов у группы организмов, в которой проводятся исследования одних и тех же проявлений.

Для установления каких-либо закономерностей в медицинской диагностике широко применяются методы математической статистики. Это обусловлено тем, что из-за субъективности и мно-

гофакторности получаемых результатов установить объективные закономерности можно только после математической обработки достаточно большого массива статистического материала. Получение такого фактического материала часто затруднительно, так как некоторые биологические процессы по длительности соизмеримы с продолжительностью существования биологической системы, и даже в тех случаях, когда определение интересующего параметра или показателя можно выполнить относительно быстро, набор статистического материала, анализ полученных данных с целью установления объективных закономерностей, занимает значительные промежутки времени.

1.3. Общие сведения об измерительных преобразователях биомедицинских сигналов

Измерительное преобразование биосигналов представляет собой преобразование одной физической величины, характеризующей параметры биосигнала, в другую физическую величину, функционально с ней связанную.

Применение измерительных преобразований биосигналов является единственным методом практического построения любых инструментальных систем регистрации и обработки биомедицинской информации.

Измерительный преобразователь биосигналов — это техническое устройство, построенное на определенном физическом принципе действия, выполняющее одно частное измерительное преобразование и необходимую обработку сигнала с целью получения выходной величины преобразователя, например, преобразование биоэлектрической активности сердца в электрическое напряжение, ослабление помех и определение частоты сердечных сокращений.

В общем случае измерительный преобразователь представляет собой средство измерения, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи и дальнейшей обработки, но не поддающейся непосредствен-

ному восприятию наблюдателем. Измерительный преобразователь, как правило, содержит в своем составе чувствительный элемент – датчик или сенсор.

Датчик – устройство, преобразующее измеряемую величину в сигнал, удобный для передачи, дальнейшего преобразования или регистрации. Тип и конструкция датчика зависит от вида необходимого преобразования, т.е. определяются конкретными физическими представлениями входного неэлектрического сигнала и выходного электрического сигнала, а также зависят от условий работы датчика. Чувствительный элемент является частью первого в измерительной цепи преобразовательного элемента, находящегося под непосредственным воздействием измеряемой величины. Ключевыми характеристиками датчиков являются пределы измерений, динамические и частотные диапазоны, погрешность измерения, допустимые условия эксплуатации, массогабаритные характеристики.

Датчики систем физиологических измерений должны обладать целым рядом специальных качеств. Независимо от особенностей конкретных технических реализаций они должны обеспечивать:

- 1) получение устойчивого информативного сигнала;
- 2) минимальное искажение полезного сигнала;
- 3) максимальную помехозащищенность;
- 4) удобство размещения в необходимом для измерения месте;
- 5) отсутствие раздражающего или другого действия на организм;
- 6) возможность стерилизации (без изменения характеристик) и многократного использования.

Кроме этого, датчики должны быть по возможности миниатюрными, конструктивно удобными для размещения и фиксации, не иметь острых и выступающих краев, не содержать жидких и полужидких элементов (спирт, масло), по возможности не потреблять энергию и не оказывать энергетического воздействия на объект исследования.

При разработке и выборе биомедицинских датчиков необходимо учитывать прежде всего параметры контролируемого физиологического процесса, а также особенности условий применения. Основными параметрами, характеризующими любой физиологический процесс, с точки зрения разработки датчиков для его контроля являются динамический и частотный диапазоны контролируемых величин.

Датчики и ИП могут быть классифицированы по самым различным принципам: назначению, виду выходного сигнала, принципу действия и т.д. Важнейшим из них является принцип работы датчика. В соответствии с этим критерием датчики медико-биологической информации можно разделить на две группы: биоуправляемые и энергетические.

Биоуправляемые датчики изменяют свои характеристики непосредственно под влиянием биомедицинской информации, поступающей от объекта измерения. В свою очередь биоуправляемые датчики подразделяются на активные (генераторные) и пассивные (параметрические).

В активных датчиках измеряемый параметр непосредственно преобразуется в электрический сигнал, т.е. под воздействием измеряемой величины активные датчики сами генерируют сигнал соответствующей амплитуды или частоты. По существу здесь совершается в миниатюре процесс биологического управления: объект управляет работой датчика, заставляя его генерировать электрические сигналы или изменять свои электрические параметры. К таким датчикам относятся пьезоэлектрические, индукционные преобразователи, термоэлементы.

Пассивные датчики под воздействием входной измеряемой величины изменяют свои электрические параметры: сопротивление, емкость или индуктивность. В отличие от активных (генераторных) датчиков пассивные (параметрические) датчики для получения соответствующего значения выходного напряжения или тока включаются в электрическую цепь с внешним источником пи-

тания. К таким датчикам можно отнести емкостные, индуктивные, резистивные, контактные датчики.

Энергетические датчики в отличие от биоуправляемых активно воздействуют на органы и ткани. Они создают в исследуемом органе так называемый немодулированный энергетический поток со строго определенными, постоянными во времени характеристиками. Измеряемый параметр воздействует на характеристики этого потока, модулирует его пропорционально изменениям самого параметра. Энергетические информационные преобразователи нуждаются в источнике дополнительной энергии для воздействия на объект и создания немодулированного энергетического потока. Из датчиков такого типа можно указать, к примеру, фотоэлектрические и ультразвуковые.

Измерительные преобразователи по месту, занимаемому в измерительном тракте, делятся на первичные и вторичные. К первичным преобразователям относятся датчики. В них электрический сигнал возникает в результате непосредственного воздействия наблюдаемого явления (микрофоны для записи тонов сердца, потенциометры для регистрации движений).

Вторичные ИП предназначены для преобразования сигнала с датчика в форму, воспринимаемую последующими элементами измерительного тракта и могут быть промежуточными (на основе АЦП, ЦАП и др. преобразователей), масштабными и передающими.

Источником биомедицинской информации является собственно организм человека, и, в частности, происходящие в нем процессы, которые характеризуются достаточно большим числом параметров, подлежащих измерению. Эти параметры могут относиться как ко всему организму в целом, так и преимущественно к определенным органам, системам организма или процессам.

Примерами таких параметров могут служить, например, частота пульса, кровяное давление, скорость кровотока и пульсовой волны, емкость легких, состав выдыхаемого газа, кислотность желудочного сока, скорость нервно-мышечной передачи, частотная

характеристика слуха, пространственно-частотная характеристика зрения, внутриглазное давление и многие другие. Указанные параметры имеют определенный диапазон значений, под который должны быть рассчитаны соответствующие биомедицинские датчики и ИП.

Многие физиологические процессы в организме имеют электрическую природу или сопровождаются изменениями электрических потенциалов, токов, импеданса. В связи с высоким уровнем современной техники электрических измерений регистрация сигналов биоэлектрической активности находят широкое применение в медицинской практике и экспериментах.

Функционирование измерительных преобразователей биосигналов протекает в сложных условиях, так как объект измерения – это, как правило, сложный, многогранный процесс, характеризующийся множеством параметров, каждый из которых действует на работу измерительного преобразователя совместно с остальными параметрами. Однако, интерес представляет только один параметр, который является измеряемой величиной, а все остальные параметры процесса считаются помехами. Поэтому у каждого измерительного преобразователя целесообразно установить его естественную входную величину преобразователя, которая лучше всего воспринимается им на фоне помех.

Подобным образом можно выделить выходную величину преобразователя. Современная элементная база радиоэлектроники предоставляет для разработки измерительных преобразователей биосигналов интегральные решения, позволяющие с помощью одной микросхемы осуществить процедуры регистрации биосигналов, усиления, аналогово-цифрового преобразования и цифровой обработки. В этих условиях в качестве выходной величины преобразователя может быть выбрана величина диагностического показателя, характеризующая биосигнал.

Функция преобразования измерительного преобразователя — это функциональная зависимость выходной величины от измеряемой величины, описываемая аналитическим выражением или

графиком. Чаще всего стремятся иметь линейную характеристику преобразования, т. е. прямую пропорциональность между изменением входной величины и соответствующим приращением выходной величины преобразователя.

Для описания линейной характеристики преобразования достаточно двух параметров: начального значения выходной величины (нулевого уровня), соответствующего нулевому (или какому-либо другому характерному) значению входной величины, и значения показателя относительного наклона характеристики, являющегося чувствительностью преобразователя. Чувствительность преобразователя – это, как правило, именованная величина с разнообразными единицами, зависящими от природы входной и выходной величин [11].

Другими характеристиками датчиков являются разрешающая способность, динамический диапазон, параметры динамического режима: постоянная времени датчика, время реакции.

Разрешающая способность датчика определяется минимальным изменением входного параметра, приводящее к изменению выходного сигнала, различимому на уровне шума. Разрешающая способность определяется уровнем собственных шумов датчика.

Динамический диапазон представляет собой диапазон входных величин, измерение которых производится без заметных искажений от максимальной предельной величины до минимальной, ограниченной порогом чувствительности или уровнем помех.

В динамическом режиме датчик должен воспроизводить изменяющуюся во времени входную величину без искажений или с минимально допустимыми искажениями. Для количественной оценки свойств датчиков в динамическом режиме могут использоваться различные параметры. На практике для этих целей обычно используются амплитудно-частотная характеристика, в частности, частотный диапазон, постоянная времени, время реакции.

Частотная характеристика датчика должна соответствовать диапазону частот входного измеряемого сигнала. Входной сигнал может подвергаться интегрированию или дифференцированию в

самом датчике, если его частотная характеристика сдвинута в сторону низких или высоких частот по сравнению с частотой входных сигналов.

Постоянная времени датчика — интервал времени, в течение которого при подаче сигнала на вход датчика ступенчатого воздействия сигнал на выходе достигает значения 0,63 от полного перепада после окончания переходного процесса.

Время реакции — минимальный промежуток времени, в течение которого происходит установка выходной величины на уровень, соответствующий измененному уровню входной величины.

Наиболее важными характеристиками измерительных преобразователей биосигналов являются понятия реальной и номинальной характеристик и погрешности измерительного преобразователя.

При рассмотрении серии однотипных преобразователей оказывается, что их характеристики несколько отличаются друг от друга, занимая некоторую полосу. Поэтому в данных измерительного преобразователя приводится некоторая средняя характеристика, называемая номинальной. Разности между номинальной и реальной характеристиками преобразователя рассматриваются как его погрешности. Кратко рассмотрим систематические, прогрессирующие и случайные погрешности измерительных преобразователей.

Систематическими называются погрешности, не изменяющиеся с течением времени или являющиеся не изменяющимися во времени функциями определенных параметров. Основное свойство систематических погрешностей состоит в том, что они могут быть почти полностью устранены введением соответствующих поправок [12].

Особая опасность постоянных систематических погрешностей заключается в том, что их присутствие чрезвычайно трудно обнаружить. В отличие от случайных, прогрессирующих или являющихся функциями определенных параметров погрешностей постоянные систематические погрешности внешне себя никак не

проявляют и могут долгое время оставаться незамеченными. Единственный способ их обнаружения состоит в проверке нуля и чувствительности путем повторной проверки измерительных преобразователей биосигналов по образцовым мерам.

Примером другого вида систематических погрешностей служит большинство дополнительных погрешностей, являющихся не изменяющимися во времени функциями вызывающих их влияющих величин (температура, частота, напряжение и т. п.). Эти погрешности благодаря постоянству во времени функций влияния также могут быть скорректированы введением дополнительных корректирующих преобразователей, воспринимающих влияющую величину и вводящих соответствующую поправку в результат преобразования основного преобразователя.

Прогрессирующими являются погрешности, медленно изменяющиеся с течением времени. Эти погрешности, как правило, вызываются процессами старения тех или иных деталей аппаратуры (разрядка источников питания, старение резисторов, конденсаторов, деформация механических деталей и т.д.). Особенностью прогрессирующих погрешностей является то обстоятельство, что они могут быть скорректированы без выяснения вызвавших их причин введением поправки, но лишь в данный момент времени, а далее вновь монотонно возрастают.

В отличие от систематических погрешностей прогрессирующие погрешности требуют непрерывного повторения коррекции, и тем более частого, чем менее желательно их остаточное значение. Другая особенность прогрессирующих погрешностей состоит в том, что с точки зрения теории вероятностей их изменение во времени представляет собой нестационарный процесс и не может быть описано в рамках хорошо разработанной теории стационарных процессов.

Случайными являются неопределенные по своему значению или недостаточно изученные погрешности, в появлении различных значений которых нам не удастся установить какой-либо закономерности. Они определяются сложной совокупностью причин,

трудно поддающихся анализу. Их частные значения не могут быть предсказаны, а для всей их совокупности может быть установлена закономерность лишь для частот появления их различных значений [12].

Присутствие случайных погрешностей (в отличие от систематических) легко обнаруживается при повторных измерениях в виде некоторого разброса результатов. В подавляющем большинстве случаев процесс появления случайных погрешностей есть стационарный случайный процесс. Поэтому размер случайных погрешностей характеризуют указанием закона распределения их вероятностей или указанием параметров этого закона, разработанных в теории вероятностей и теории информации.

В силу того, что большинство составляющих погрешности реальных измерительных преобразователей проявляется именно как случайные, то их вероятностное описание, а на его основе и информационное описание служат основным научным методом теории погрешностей. Необходимо иметь в виду, что разделение погрешностей на систематические, прогрессирующие и случайные представляет собой лишь прием их анализа. В действительности же все эти три составляющие проявляются совместно и образуют единый нестационарный случайный процесс.

ГЛАВА 2. Измерительные преобразователи артериальной пульсации крови

2.1. Общие сведения и классификация измерительных преобразователей артериальной пульсации крови

Регистрация и обработка сигнала периферической артериальной пульсации крови находит широкое применение в инструментальных системах кардиологической диагностики для мониторинга частоты сердечных сокращений, определения степени насыщения гемоглобина артериальной крови кислородом, измерения артериального давления, исследования гемодинамических процессов в артериальном русле [8, 9, 13, 14].

Все существующие инструментальные средства регистрации артериальной пульсации крови можно разделить на две группы. Первая группа представлена сфигмографическими ИП артериальной пульсации крови; ко второй группе относятся плетизмографические ИП артериальной пульсации крови. На рисунке 2.1 представлена обобщенная классификация ИП артериальной пульсации крови.

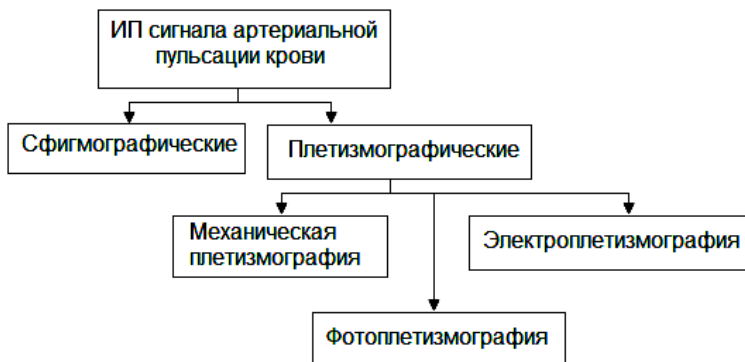


Рисунок 2.1 – Измерительные преобразователи артериальной
пульсации крови

Сфигмографические измерительные преобразователи обеспечивают регистрацию и обработку сфигмограммы артериальной пульсации крови. Артериальная сфигмограмма отражает колеба-

ния стенки артерии, связанные с изменениями давления в сосуде на протяжении каждого сердечного цикла. Сфигмограммы артериальной пульсации крови регистрируют с помощью специальных датчиков, преобразующих механические колебания в электрические. Датчики устанавливают на участках тела с отчетливо выраженной пульсацией артерий – на сонной, подключичной, бедренной и лучевой артериях. В качестве чувствительного элемента используются самые различные преобразователи механических перемещений: индуктивные, емкостные, транзисторные, пьезоэлектрические и другие [8, 13]. Современные преобразователи механической энергии колебаний стенки артериального сосуда практически безынерционны и обладают хорошей линейной характеристикой в достаточно широком диапазоне.

Сфигмографические ИП артериальной пульсации крови включают датчик давления, преобразователь сигнала датчика, усилитель сигнала, блок обработки сигнала (рисунок 2.2).

Недостатки сфигмографических ИП артериальной пульсации крови обусловлены крутой зависимостью величины выходного сигнала первичного преобразователя от взаимного расположения пульсирующего сосуда и чувствительного элемента [8]. Другими словами, на величину сигнала сильно влияют такие факторы как точка приложения датчика, степень прижатия, глубина залегания артериального сосуда.



Рисунок 2.2 – Обобщенная структурная схема сфигмографического ИП артериальной пульсации крови

Плетизмографические ИП артериальной пульсации крови обеспечивают регистрацию и обработку биосигнала пульсового кровенаполнения участка тела или сосуда. В настоящее время плетизмографические ИП артериальной пульсации крови подразде-

ляют в зависимости от способа преобразования сигнала артериальной пульсации крови на: механические, электроимпедансные и фотометрические ИП.

В механических плетизмографических ИП артериальной пульсации крови изменения объема артериального сосуда воспринимаются заключенной в ограниченном объеме средой (воздух или вода) непосредственно или через различного рода разделительные пленки. В состав такого рода ИП входит приемник колебания, состоящий из чувствительного элемента, воспринимающего колебания исследуемого участка, преобразователь зарегистрированного колебания в электрическую энергию, усилитель информационного сигнала, блок обработки сигнала (рисунок 2.3).

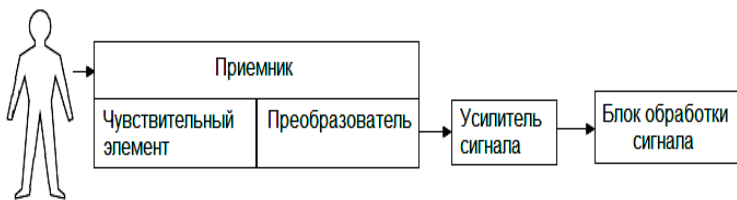


Рисунок 2.3 – Обобщенная структурная схема механического ИП артериальной пульсации крови

Механические ИП артериальной пульсации крови, использующие для передачи артериальных колебаний водную среду, в настоящее время практически не используются. К очевидным недостаткам такого рода ИП относится их громоздкость, повышенная инерционность, низкая чувствительность и низкая точность измерения [8].

Пневмомеханические ИП артериальной пульсации крови лишены многих принципиальных недостатков водонаполненных плетизмографических систем. В силу того что воздух имеет низкий коэффициент трения и малую массу, это позволяет использовать относительно простые конструкции с минимальными затратами энергии на передачу сигнала при более высокой чувствительности и точности, чем водные механические плетизмографы [8, 9].

В качестве преобразователей сигнала в пневмомеханических плетизмографических ИП используются капсула Маррея, преобразующие пульсации столба воздуха в движения легкого пера, капсула Франка, преобразующая колебания в оптический сигнал, а также различные индукционные, емкостные, пьезокристаллические и пьезокерамические преобразователи давления воздуха в электрический сигнал [8, 10].

Недостатками пневмомеханических плетизмографических ИП является необходимость существенной герметизации, что приводит к увеличению габаритов, а также зависимость полученных показателей от температуры окружающей среды.

Одной из разновидностей ИП механической плетизмографии является ИП на основе окклюзионной плетизмографии, представляющей собой метод регистрации прироста объема части тела после создания его венозной окклюзии, нарушающей венозный отток из органа.

Исследуемая часть тела (чаще всего палец) герметизируется в специально подобранном сосуде – рецепторе. Среда, окружающая эту часть тела (воздух или вода) и передающая изменения объема органа через систему датчиков и усиления, связана с регистрирующим устройством. Проксимальнее исследуемой части тела, например на плечо, накладывают манжету для измерения артериального давления. Вначале регистрируют исходную плетизмограмму, на которой видны колебания объема, связанные с пульсовым кровенаполнением органа. После этого в манжете создают давление 20 мм рт. ст. и вновь записывают плетизмограмму. На фоне венозной окклюзии происходит увеличение объема исследуемой части тела, поскольку сохраняется артериальный приток крови.

Скорость окклюзионного прироста объема отражает объемную скорость кровотока в пальце. Величина и скорость окклюзионного прироста объема прежде всего зависит от тонуса артериальных сосудов: чем ниже их тонус, тем большим оказывается прирост объема. Применение различных функциональных проб

дает возможность дифференцировать функциональные и органические изменения тонуса артериальных сосудов [10].

В современной клинической практике механические ИП артериальной пульсации крови в силу невысокой точности измерений, низкой технологичности находят крайне редкое применение.

Электроплетизмографические ИП артериальной пульсации крови основаны на методе реографии. Реография представляет собой метод исследования функции сердечно-сосудистой системы путем регистрации колебаний импеданса, связанных с изменениями кровенаполнения исследуемых участков тела. Метод основан на том, что при пропускании через участок тела переменного тока (с частотой 16—300 кГц), роль проводника тока выполняют жидкие среды организма, прежде всего кровь в крупных сосудах; это даёт возможность судить о состоянии кровообращения в определённой области тела или органе (например, конечности, мозге, сердце, печени, лёгких). На кровенаполнение влияют тонус сосудов и общее количество крови, поэтому реография даёт косвенное представление о периферическом сопротивлении току крови в сосудах и об объёме циркулирующей крови.

В основе метода лежит пропорциональная зависимость, установленная А.А. Кедровым, между изменениями импеданса (ΔZ) по отношению к его исходной величине (Z) и приростом объема (ΔV) по отношению к исходному объёму (V) исследуемой части тела за счет ее кровенаполнения [8, 15]:

$$\frac{\Delta V}{V} = -\frac{\Delta Z}{Z}$$

Хотя известно, что на величину Z влияют колебания не только объема, но и скорости потока крови, принято считать, что регистрируемая кривая изменений импеданса за каждый сердечный цикл (реограмма) соответствует в основном кривой объемного пульса, интерпретация которой возможна на основе теоретических принципов механической плетизмографии и сфигмографии [8].

Электроплетизмографические ИП артериальной пульсации крови включают в себя высокочастотный генератор тока, измери-

тельный каскад, усилитель сигнала, блок обработки сигнала (рисунок 2.4).

В электроплетизмографических ИП регистрируют колебания импеданса с помощью вводимой извне электрической энергии. В силу того, что эти колебания имеют малое значение от общего сопротивления ткани (порядка 0,5 – 1 %), используют переменные электрические токи высокой частоты (порядка 50 – 500 кГц). Для получения приемлемой чувствительности амплитуду переменного тока, пропускаемого через биоткань, выбирают на уровне 2 мА [4].

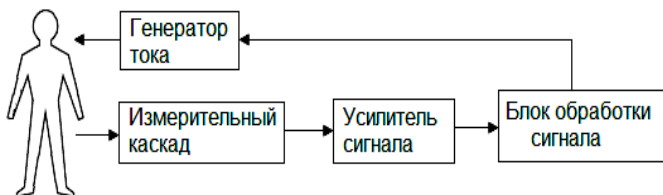


Рисунок 2.4 – Обобщенная структурная схема электроплетизмографического ИП артериальной пульсации крови

Принципиальным недостатком электроплетизмографических ИП артериальной пульсации крови являются сложные количественные взаимоотношения между данными электрических величин и данными об объеме крови в исследуемом участке тела [8]. Сложности в интерпретации получаемых результатов также определяются зависимостью регистрируемых сигналов от размеров электродов, их взаимного положения и используемой измерительной схемой.

Фотоплетизмографические ИП артериальной пульсации крови основаны на методе фотометрии. В основу фотометрических методов положена способность биологической ткани изменять степень поглощения или отражения светового потока, проходящего сквозь нее [2, 16]. В соответствии с законом Бугера-Ламберта-Бера поглощение света в объекте с однородными оптическими свойствами зависит от толщины слоя, через который это излучение проходит:

$$I = I_0 \cdot e^{-a_{\lambda} l}$$

где: I – интенсивность светового потока, прошедшего через ткань, I_0 – интенсивность светового потока, падающего на ткань, a_λ – коэффициент светопоглощения, зависящий от длины волны излучения и оптических свойств ткани, l – толщина ткани, поглощающей свет.

Если световой поток пропускать через биологическую ткань, содержащую артериальные сосуды и оценивать значение светового потока, прошедшего через нее, то поглощение светового излучения или абсорбция будет зависеть от толщины биоткани, ее внутренней структуры, размеров кровеносных сосудов и спектрального состава источника света.

Фотоплетизмографические ИП артериальной пульсации крови включают в себя источник излучения, фотоприемник, формирователь сигнала, усилитель сигнала, блок обработки сигнала (рисунок 2.5).

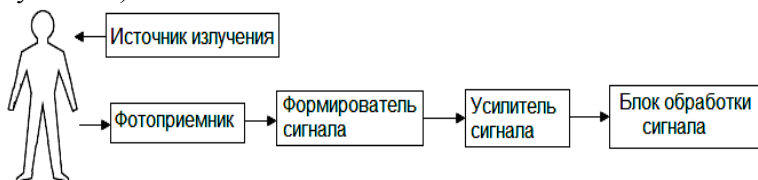


Рисунок 2.5 – Обобщенная структурная схема фотоплетизмографического ИП артериальной пульсации крови

В фотоплетизмографических ИП артериальной пульсации крови участок ткани, в которой исследуется артериальная пульсация кровотока, например, палец руки (рисунок 2.6), располагают на пути луча света между источником излучения и фотоприемником.

Зависимость поглощения света от времени имеет две составляющие (рисунок 2.7): пульсирующую компоненту, обусловленную изменением объема артериальной крови при каждом сердечном сокращении и "постоянную" компоненту, определяемую долей света, поглощаемой в измеряемом пульсовом цикле во время диастолы, и оптическими характеристиками венозной и капилляр-

ной крови, костей, кожи и других тканей исследуемого участка [2, 17].

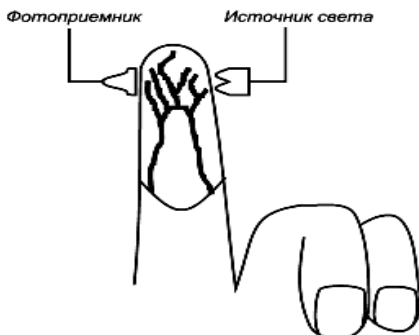


Рисунок 2.6 – Регистрация пальцевой фотоплетизмограммы

Регистрация и выделение пульсирующей составляющей сигнала, характеризующей изменение размеров артериальных сосудов с каждым сердечным циклом, позволяет исследовать эластические свойства кровеносных сосудов. Регистрируемые сигналы периферической артериальной пульсации или фотоплетизмограммы (ФПГ) периферического пульса приведены на рисунке 2.8.

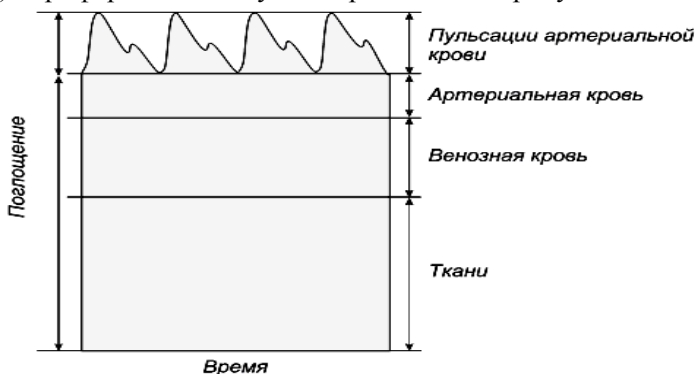


Рисунок 2.7 – Компоненты поглощения света

Каждый фрагмент ФПГ сигнала представляет собой периферическую пульсовую волны. Максимум этой волны соответствует моменту максимального кровенаполнения сосуда – систоле, а минимум – диастоле. Амплитуда регистрируемых колебаний зависит от разности давления в сосудах при систоле и диастоле.

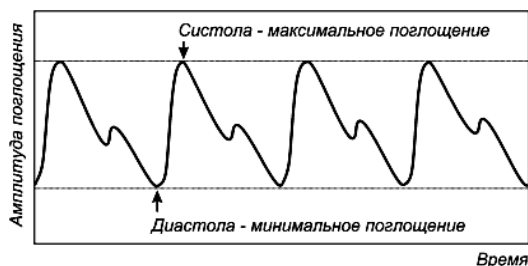


Рисунок 2.8 – Фотоплетизмограмма периферической артериальной пульсации крови

Фотоплетизмографический метод неинвазивной регистрации биосигналов периферической пульсовой волны находит широкое применение в инструментальной диагностике, и в частности, является единственным среди всех ИП артериальной пульсации крови который находит применение для мониторинга степени насыщения гемоглобина артериальной крови кислородом [16, 17].

В современной клинической практике в составе диагностических систем мониторинга состояния сердечно-сосудистой системы наибольшее применение находят фотоплетизмографические ИП и сфигмографические ИП артериальной пульсации крови [16, 17]. Данные виды ИП артериальной пульсации крови будут подробно рассмотрены в следующем разделе.

2.2. Фотоплетизмографические измерительные преобразователи артериальной пульсации крови

Рассмотрим более подробно особенности построения фотометрических ИП сигнала артериальной пульсации крови.

Технические параметры и метрологические характеристики используемых при регистрации сигнала артериальной пульсации крови источников излучения и фотоприемников были определены на основе анализа спектров поглощения света основными компонентами биологической ткани [2, 17, 18, 19]. Выбор длины волны источника излучения обусловлен глубиной проникновения оптического излучения в биологическую ткань.

Известно, что ультрафиолетовое излучение (10 – 380 нм), а также видимый свет в синем и фиолетовом диапазонах (380 – 485 нм) сильно поглощается поверхностными тканями, особенно, пигментным веществом кожи – меланином [18, 19]. Инфракрасное излучение в длинноволновом (50 – 2000 мкм) диапазоне почти полностью поглощается верхними слоями кожи и оказывает местный тепловой эффект [19].

Оптимальным диапазоном излучения в задачах регистрации сигнала артериальной пульсации крови является диапазон видимого и ближнего инфракрасного света. На рисунке 2.9 приведен спектр поглощения света венозной и артериальной кровью в диапазоне видимого и ближнего инфракрасного света. Анализ приведенных кривых спектра поглощения позволяет сделать вывод о том, что наибольшее поглощения света артериальной кровью происходит в диапазоне 600 – 700 нм, что представляет собой красный диапазон видимого спектра (625 – 740 нм) [16, 17].

В настоящее время в качестве излучателя света в системах регистрации сигнала артериальной пульсации крови широкое использование получили полупроводниковые светодиоды с основным спектром излучения в видимом красном диапазоне [2, 4, 17].

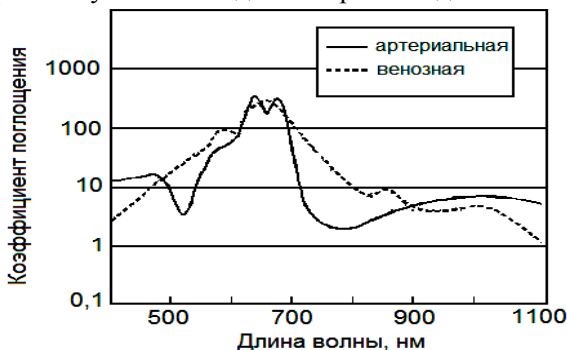


Рисунок 2.9 – Спектр поглощения крови в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах

В силу достаточно высокой крутизны спектральной характеристики абсорбции света артериальной кровью в качестве излучателей необходимо использовать полупроводниковые светодиоды,

имеющие очень малый разброс длин волн излучения. Большинство современных светодиодов, используемых в фотоплетизмографических датчиках, имеют длину волны излучения 660 ± 5 нм.

Современные полупроводниковые светодиоды имеют такие очевидные преимущества как высокий КПД, малая инерционность, длительный срок службы, отсутствие вредного для организма излучения, невысокая стоимость. Для изготовления светодиодов красного диапазона используются GaAsP, GaP и GaAlAs [17].

В качестве фотоприемника в фотоплетизмографических датчиках используется широкополосный кремниевый диод, обладающий высокой чувствительностью в области красного диапазона излучения, быстроедействие и низким уровнем шумов [2, 17].

Развитие измерительных средств регистрации сигнала артериальной пульсации крови определило ряд технических требований к используемым фотометрическим датчикам. В настоящее время применяется два типа датчиков: рефлектометрические, регистрирующие отраженный световой поток от исследуемого участка ткани и трансмиссионные, основанные на регистрации светового излучения, прошедшего сквозь биологическую ткань [17].

С метрологической точки зрения рефлектометрические методы выглядят несколько хуже, чем абсорбционные. Это обусловлено тем, что параметры отраженного сигнала дополнительно зависят от формы частиц, от которых отражается свет, от глубины расположения этих частиц и от взаимного расположения источника света и фотоприемника [4]. Рефлектометрические датчики целесообразно использовать при измерениях на поверхностях, имеющих большую толщину, когда невозможно использовать трансмиссионные датчики [2, 16].

В настоящее время трансмиссионные датчики наиболее часто применяются в системах регистрации сигнала артериальной пульсации крови. Конструктивно такие датчики выполнены так, что излучатели и фотоприемник располагаются на поверхности

тела человека таким образом, чтобы на фотоприемник поступал свет излучателей, ослабленный участком живой ткани. Чаще всего датчик надевается на кончик пальца, закрепляется на мочке уха, переносице; у детей датчик часто закрепляется на стопе в области большого пальца или пятки (рисунок 2.10).

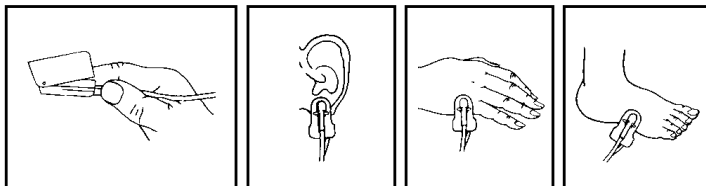


Рисунок 2.10 – Способы закрепление трансмиссионных датчиков на теле пациента

Параметры фотоплетизмографических измерительных преобразователей сигнала артериальной пульсации крови, такие как, число каналов, характеристики усилительного тракта и блока формирования сигнала определяются функциональным назначением диагностической системы мониторинга.

По количеству каналов ИП сигнала артериальной пульсации крови можно разделить на одноканальные и многоканальные системы. Многоканальные системы могут использоваться для реализации методики измерения скорости распространения пульсовых волн. Для этого фотоплетизмографические датчики располагаются на различных участках тела, например один датчик устанавливается на пальце ноги, а второй – на пальце руки [16].

По типу питания источника излучения ИП сигнала артериальной пульсации крови можно разделить на системы, использующие постоянный ток и системы, использующие переменный ток. Использование переменного тока для питания светоизлучающего элемента способствует уменьшению фоновых засветок фотоприемника, но при этом усложняет схемотехническую реализацию блока формирования сигнала. В системах с переменным питанием источника излучения в состав блока формирования сигнала обязательно входит демодулятор, выделяющий огибающую амплитудно-модулированного сигнала [2]. Демодулятор может быть по-

строен как на основе принципов амплитудного детектирования, так и синхронного детектирования. Использование методов синхронного детектирования при выделении огибающей сигнала артериальной пульсации крови позволяет существенно улучшить соотношение сигнал/шум [20].

Фотометрический ИП сигнала артериальной пульсации крови обязательно содержит фильтр верхних частот (ФВЧ), необходимый для выделения переменного сигнала артериальной пульсации крови на фоне постоянной составляющей [16, 17, 21].

Регистрация сигнала артериальной пульсации крови с помощью фотоплетизмографического датчика сопровождается наличием помех различной природы. Основные помехи, влияющие на точность измерения показателей сердечного ритма, имеют электрическую, оптическую и физиологическую природу возникновения [2, 17].

Помехи электрической природы возникают в усилительном тракте ИП сигнала артериальной пульсации крови в результате влияния внешних электромагнитных полей, создаваемых главным образом, электрической сетью питания. Для подавления помех такого рода наиболее целесообразно использовать методы цифровой фильтрации. Частотная фильтрация возможна, благодаря тому, что основная спектральная мощность сигналов артериальной пульсации крови сосредоточена в полосе частот до 15 Гц [2, 17]. В качестве цифрового фильтра нижних частот для обработки биосигналов наиболее целесообразно использовать фильтр Баттерворта, к преимуществам которого можно отнести максимально плоскую частотную характеристику в полосе пропускания и невысокие требования к вычислительной мощности, что позволяет разработать фильтр высокого порядка, что в свою очередь обеспечивает достаточную крутизну спектральной характеристики [3, 22].

Наличие оптических помех, вызванных попаданием света от других источников на широкополосный фотоприемник, приводит к искажениям полезного сигнала. Ослабление оптических помех осуществляется как с помощью оптического экранирования: осо-

бое конструктивное построение датчика, так и с использованием специальных аппаратных средств при проектировании аналогового канала регистрации биосигнала. В частности, используется высокочастотная коммутации светодиода (частота следования импульсов порядка 1 кГц) и синхронное детектирование информационного сигнала, что позволяет уменьшить действие фоновых засветок и увеличить соотношение сигнал/шум. При проектировании аналогового тракта обработки биосигнала отдается предпочтение усилителям, имеющим высокую степень линейности в широком динамическом диапазоне входных сигналов [2, 4, 17].

Помехи физиологического происхождения, присутствующие при регистрации сигнала артериальной пульсации крови, можно разделить на две группы: артефакты, обусловленные движениями пациента и помехи, созданные дыханием пациента [2, 17].

Дыхательные тренды, присутствующие в сигнале артериальной пульсации крови, искажают изолинию и форму биосигнала, что может приводить к погрешностям в определении диагностических показателей. Одним из способов подавления дыхательных помех является применение цифровой фильтрации с помощью фильтров верхних частот с частотой среза, не превышающей 0,5 Гц, что обеспечивает минимальные искажения биосигнала [21, 23].

Двигательные артефакты, обусловленные движениями обследуемого человека при регистрации биосигнала, носят случайный характер и приводят к наибольшим искажениям сигнала артериальной пульсации крови. Обработка сигнала артериальной пульсации крови на фоне присутствия двигательных артефактов сталкивается с рядом трудностей, заключающихся в том, что природа появления двигательных артефактов имеет случайный характер, а их частотные компоненты перекрываются с основной полосой частот сигнала артериальной пульсации крови [4, 17]. Одним из возможных способов уменьшения влияния двигательных артефактов является использование устойчивых алгоритмов обработки, в том числе основанных на применении методов корреляционной обработки [2], использование адаптивного подавления шумов [24],

фильтрация биосигнала на основе кратномасштабных вейвлет-преобразований [25].

Задачу обработки сигнала артериальной пульсации крови осложняет большой разброс в амплитуде биосигнала, который присутствует как между различными обследуемыми, что обусловлено индивидуальными особенностями оптических свойств биологических тканей, так и для одного и того же обследуемого в различные моменты времени, что объясняется различным сосудистым тонусом и функциональным состоянием человека [17].

Широкий динамический диапазон амплитудных значений сигнала артериальной пульсации крови обуславливает необходимость автоматической регулировки коэффициента передачи усилительного тракта фотометрического ИП сигнала артериальной пульсации крови [2, 4].

На рисунке 2.11 приведен один из возможных вариантов структурного построения фотоплетизмографического ИП артериальной пульсации крови. На рисунке 2.11: УТ – усилитель тока; СИД – светоизлучающий диод; ФД – фотодиод; ПТН – преобразователь тока в напряжение; УПН 1, УПН 2 – регулируемые усилители переменного напряжения; СД – синхронный детектор; ФВЧ – фильтр верхних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; МК – микроконтроллер; ПК – персональный компьютер.

Излучатель пальцевого датчика измерительного преобразователя содержит инфракрасный светодиод (СИД), питаемый импульсами тока, которые формируются в микроконтроллере (МК) и усиливаются усилителем тока (УТ). Прошедшее сквозь биологические ткани пальца излучение поступает на фотоприемник датчика (ФД). Полученный фототок преобразуется в напряжение с помощью преобразователя ток – напряжение (ПТН) и усиливается регулируемым усилителем переменного напряжения (УПН 1), коэффициент усиления которого программно устанавливается МК.

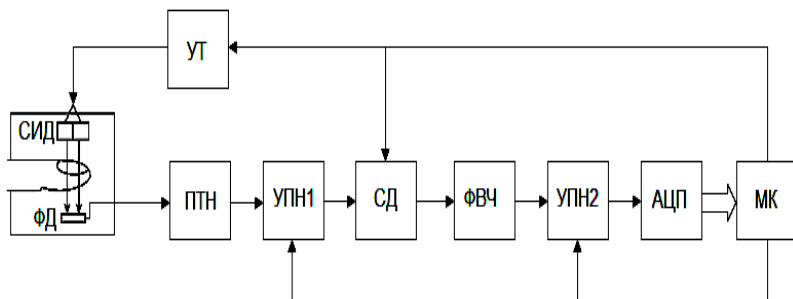


Рисунок 2.11 – Структурная схема фотоплетизмографического ИП артериальной пульсации крови

Основное назначение УПН 1 заключается в согласовании динамического диапазона аналогового тракта обработки сигнала с динамическим диапазоном фототока, который, в свою очередь, определяется индивидуальными особенностями оптических свойств тканей пациента. Усиленный импульсный сигнал поступает на синхронный демодулятор (СД), где происходит выделение напряжения, пропорционального сигналу артериальной пульсации. ФВЧ устраняет постоянную составляющую сигнала артериальной пульсации.

Переменное напряжение с выхода ФВЧ, пропорциональное коэффициенту пропускания биологических тканей, поступает на УПН 2, который обеспечивает согласование с динамическим диапазоном аналого-цифрового преобразователя (АЦП), и далее поступает на АЦП. После преобразования в цифровую форму сигнал с выхода АЦП поступает в оперативную память МК. МК может дополнительно обеспечивать цифровую фильтрацию биосигналов или первичную обработку биосигналов под управлением имплементированного программного обеспечения.

2.3 Сфигмографический измерительный преобразователь артериальной пульсации крови

2.3.1. Сфигмографический метод регистрации артериальной пульсации крови

Различают два основных варианта реализации сфигмографического метода регистрации сигнала артериальной пульсации крови: метод аппланационной сфигмографии и метод компрессионной (объемной) сфигмографии.

Основу метода аппланационной сфигмографии составляет регистрация сигнала артериальной пульсации крови в виде пульсовой волны давления с области проекции периферической артерии, чаще всего лучевой артерии, при этом датчик давления располагается на запястье обследуемого (рисунок 2.12).



Рисунок 2.12 – Регистрация сигнала артериальной пульсации крови с помощью метода аппланационной сфигмографии

Реализация метода аппланационной сфигмографии заключается в частичном сдавливании (аппланации) поверхностно залегающей лучевой артерии на запястье с одновременной регистрацией при помощи пьезорезистивного датчика давления пульсовой волны. При этом конструктивно датчик давления выполнен в виде щупа, которым сдавливают лучевую артерию [8, 9].

Недостатки метода аппланационной сфигмографии заключаются в сложности позиционирования датчика над местом проекции артерии, а также в необходимости дозирования усилий по сдавливанию артерии.

Одним из наиболее существенных недостатков данного метода является необходимость оказания на конечность внешнего давления для увеличения амплитуды полезного сигнала. Кроме того, для правильного выполнения диагностических тестов требуется поддержания внешнего давления на постоянном уровне, так как непостоянство внешнего давления на мягкие ткани, приводит к изменению масштабирующего коэффициента преобразования пульсовой волны в измерительный сигнал. Сложность регистрации сигнала артериальной пульсации крови с помощью метода аппланационной сфигмографии сильно ограничивают его применение в клинической практике.

Наиболее распространенным и клинически эффективным методом регистрации сигнала артериальной пульсации крови с помощью сфигмографических измерительных преобразователей является использование пневматической манжеты в качестве воспринимающего элемента изменений колебаний объема артериального сосуда (данную методику часто называют объемной или компрессионной сфигмографией) [8]. Практическая реализация метода компрессионной сфигмографии заключается в наложении на сегмент конечности, как правило, на плечо, пневматической манжеты, связанной с измерительным преобразователем (рисунок 2.13).

В пневмосистему закачивается воздух, что вызывает постепенное повышение давления в манжете; датчик давления регистрирует колебания артерии. Первое скачкообразное изменение амплитуды осцилляций возникает в тот момент, когда давление воздуха в манжете начинает превышать минимальное (диастолическое) артериальное давление. По мере нарастания давления в манжете осцилляции увеличиваются и достигают наибольшей амплитуды при величине давления в манжете, равного среднему артериальному давлению. При дальнейшем сдавливании сосудов ве-

личина пульсаций артерии, передаваемых манжете, постепенно снижается до стабилизации минимальной амплитуды, обусловленной ударом струи крови в манжету.

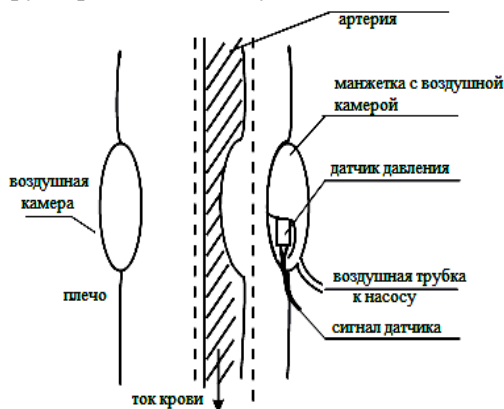


Рисунок 2.13 – Регистрация сигнала артериальной пульсации крови с помощью метода компрессионной сфигмографии

Взаимодействие давлений в артериальном сосуде и в манжете приводит к формированию объемной компрессионной осциллограммы артериальной пульсации крови. Амплитуда пульсовых волн представляет собой величину приращения объема лоцируемого магистрального артериального сосуда, находящегося под манжетой. Измерительная система, состоящая из манжеты и первичного преобразователя – датчика давления, позволяет регистрировать практически неискаженные объемные сигналы пульсовых волн, амплитуда пульсовой волны пропорциональна изменяющемуся под действием внешнего давления в манжете просвету магистрального артериального сосуда.

В замкнутой пневматической системе измерительная манжета является элементом, преобразующим изменяющийся объем конечности в сигналы давления, регистрируемые с помощью датчика давления. В свою очередь объем исследуемого артериального сосуда определяется следующим образом:

$$V=L \cdot S,$$

где: L – длина отрезка артериального сосуда, находящегося под манжетой, S – площадь просвета исследуемого артериального сосуда.

Учитывая, что длина артериального сосуда под манжетой остается постоянной, амплитуда пульсовой волны будет пропорциональна изменяющейся площади просвета исследуемого артериального сосуда за полный цикл сердечного сокращения.

Пневматическая манжета не искажает форму пульсовой кривой, и на вход первичного преобразователя давления поступает сигнал, который по всей полосе частотного спектра повторяет динамический измеряемый объем пульсирующих артерий [8].

Применение метода компрессионной сфигмографии и построение на его основе ИП сигнала артериальной пульсации крови является клинически эффективным подходом, находящим широкое применение в системах кардиологической диагностики. Основным элементом сфигмографических ИП сигнала артериальной пульсации крови является чувствительный элемент или первичный преобразователь измеряемого сигнала – датчик давления, классификация которых будет рассмотрена в следующем подразделе.

2.3.2. Датчики давления

Датчик – это устройство, которое под воздействием измеряемой физической величины формирует на выходе эквивалентный сигнал, чаще всего электрической природы, являющийся функцией измеряемой величины. Датчик, физические параметры которого изменяются в зависимости от давления измеряемой среды, является датчиком давления. В датчиках давление измеряемой среды преобразуется в унифицированный пневматический, электрический сигналы или цифровой код [26].

Датчик давления состоит из первичного преобразователя давления, в составе которого чувствительный элемент – приемник давления, схемы вторичной обработки сигнала, различных по конструкции корпусных деталей, в том числе для герметичного соединения датчика с объектом и защиты от внешних воздействий и

устройства вывода информационного сигнала. Параметры датчиков давления зависят от принципа преобразования давления в электрический сигнал: тензометрический, пьезорезистивный, емкостной, индуктивный, резонансный, ионизационный, пьезоэлектрический и другие.

Тензометрический метод

Чувствительные элементы датчиков базируются на принципе изменения электрического сопротивления при деформации тензорезисторов, приклеенных к упругому элементу, который деформируется под действием давления.

Пьезорезистивный метод

Данный метод основан на интегральных чувствительных элементах из монокристаллического кремния. Кремниевые преобразователи имеют высокую чувствительность благодаря изменению удельного объемного сопротивления полупроводника при деформировании давлением. Для измерения давления чистых неагрессивных сред, в том числе в системах медицинской диагностики, применяются, так называемые, Low cost решения, основанные на использовании чувствительных элементов либо без защиты, либо с защитой силиконовым гелем.

Ёмкостной метод

Ёмкостные преобразователи используют метод изменения ёмкости конденсатора при изменении расстояния между обкладками. Известны керамические или кремниевые ёмкостные первичные преобразователи давления и преобразователи, выполненные с использованием упругой металлической мембраны. При изменении давления мембрана с электродом деформируется и происходит изменение ёмкости. В элементе из керамики или кремния пространство между обкладками обычно заполнено маслом или другой органической жидкостью. Недостаток – нелинейная зависимость ёмкости от приложенного давления.

Резонансный метод

В основе метода лежит изменение резонансной частоты колеблющегося упругого элемента при деформировании его силой или давлением. Это и объясняет высокую стабильность датчиков и высокие выходные характеристики прибора. К недостаткам можно отнести индивидуальную характеристику преобразования давления, значительное время отклика.

Индуктивный метод

Основан на регистрации вихревых токов (токов Фуко). Чувствительный элемент состоит из двух катушек, изолированных между собой металлическим экраном. Преобразователь измеряет смещение мембраны при отсутствии механического контакта. В катушках генерируется электрический сигнал переменного тока таким образом, что заряд и разряд катушек происходит через одинаковые промежутки времени. При отклонении мембраны создается ток в фиксированной основной катушке, что приводит к изменению индуктивности системы. Смещение характеристик основной катушки дает возможность преобразовать давление в стандартизованный сигнал, по своим параметрам прямо пропорциональный приложенному давлению.

Ионизационный метод

В основе лежит принцип регистрации потока ионизированных частиц. Аналогом являются ламповые диоды. Лампа оснащена двумя электродами: катодом и анодом, а также нагревателем. В некоторых лампах нагреватель отсутствует, что связано с использованием более совершенных материалов для электродов. Преимуществом таких ламп является возможность регистрировать низкое давление – вплоть до глубокого вакуума с высокой точностью. Однако, следует строго учитывать, что подобные приборы нельзя эксплуатировать, если давление в камере близко к атмосферному. Поэтому подобные преобразователи необходимо соче-

тать с другими датчиками давления, например, емкостными. Зависимость сигнала от давления является логарифмической.

Пьезоэлектрический метод

В основе лежит прямой пьезоэлектрический эффект, при котором пьезоэлемент генерирует электрический сигнал, пропорциональный действующей на него силе или давлению. Пьезоэлектрические датчики используются для измерения быстроменяющихся акустических и импульсных давлений, обладают широкими динамическими и частотными диапазонами, имеют малую массу и габариты, высокую надежность и могут использоваться в жестких условиях эксплуатации.

Все виды датчиков давления можно разделить на две группы: активные и пассивные. Активные датчики давления обеспечивают на выходе изменяющийся электрический сигнал в виде электрического заряда, напряжения или тока, пассивные датчики давления изменяют свои электрические свойства (сопротивление, индуктивность, емкость) при изменении измеряемого давления. Различия в характере выходного сигнала предопределяются схемами включения датчиков: активные датчики непосредственно являются источником электрического сигнала, в то время как пассивные датчики для его формирования требуют дополнительно подключения внешнего источника напряжения или тока.

Изменения сопротивления пассивного датчика, связанные с изменениями измеряемого давления, могут быть преобразованы в электрический сигнал путем включения датчика давления в измерительную схему с источником напряжения или тока. При этом измерительная схема характеризуется собственным сопротивлением, а измеряемая величина преобразуется либо в напряжение (потенциометрические и мостовые схемы), либо в изменение частоты (генераторные схемы) выходного электрического сигнала [26].

Принцип построения генераторных схем включения пассивных датчиков основывается на изменении выходной частоты генератора при влиянии измеряемой величины на датчик, включенный

в схему регулирования выходной частоты генератора. Полезная информация, содержащаяся в этом случае в изменении частоты импульсов, легко обрабатывается и отличается высокой помехоустойчивостью.

Потенциометрическая схема включения пассивного датчика с номинальным сопротивлением R_c приведена на рисунке 2.14. Основным недостатком потенциометрической схемы включения датчиков является высокая чувствительность к паразитным шумам и помехам, зависимость чувствительности от дрейфа напряжения питания e_s .

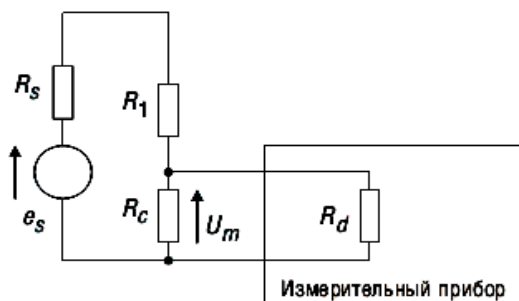


Рисунок 2.14 – Потенциометрическая схема включения пассивного датчика

На рисунке 2.15 приведена мостовая схема включения пассивного датчика с номинальным сопротивлением R_c .

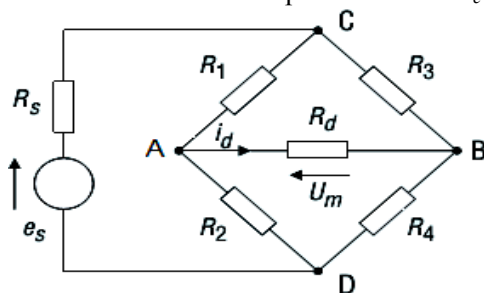


Рисунок 2.15 – Мостовая схема включения пассивного датчика

Мостовая схема включения пассивного датчика обладает намного большей точностью измерений, и характеризуется меньшей чувствительностью к шумам и флуктуациям, по сравнению с

потенциометрической схемой. Кроме того, использование мостовой схемы включения позволяет исключить постоянную составляющую в измеряемом сигнале, не содержащую полезной информации, снижая требования к диапазону чувствительности измерительного средства [26].

Большинство современных датчиков давления выполняется в интегральном исполнении, обладают высокой чувствительностью и линейностью частотной характеристики в диапазоне измеряемых давлений.

Проведенный анализ технических характеристик основных типов датчиков давления показал, что наиболее эффективными для применения в системах медицинского назначения, в частности, для неинвазивной регистрации артериальной пульсации крови, являются пьезорезистивные датчики, к преимуществам которых можно отнести высокую чувствительность, малую инерционность, линейность частотной характеристики в физиологическом диапазоне изменений давления. При выборе схемы включения пассивных датчиков давления необходимо отдавать предпочтение использованию мостовых или генераторных схем.

2.3.3. Структурное построение сфигмографического измерительного преобразователя артериальной пульсации крови

На рисунке 2.16 приведен один из возможных вариантов структурного построения сфигмографического ИП сигнала артериальной пульсации крови (Д – датчик давления, включенный в измерительную схему, ИУ – инструментальный усилитель; УПН 1 – усилитель переменного напряжения, СД – синхронный детектор, ФВЧ – фильтр верхних частот; УБ – устройство бланкирования; УПН 2 – регулируемый усилитель переменного напряжения; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; МК – микроконтроллер).

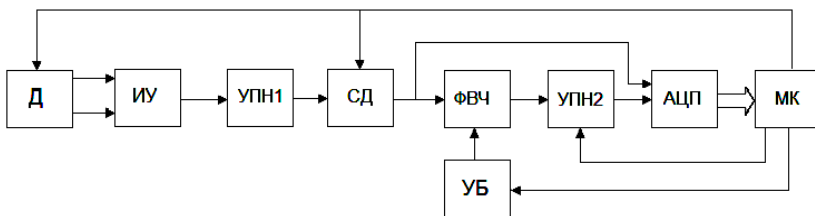


Рисунок 2.16 – Структурная схема сфигмографического ИП артериальной пульсации крови

Характеристики входных каскадов ИП в значительной степени определяются амплитудой помех и шумов, искажающих полезный сигнал, поэтому к элементной базе входных каскадов предъявляются жесткие требования: высокое входное сопротивление, большой коэффициент ослабления синфазных помех, малый уровень шумов, линейность характеристик в большом динамическом диапазоне сигналов.

Измерительная схема (схема включения датчика давления) представляет собой мостовую схему Уитстона, для питания которой используется последовательность высокочастотных прямоугольных импульсов, формируемых микроконтроллером. Использование переменного тока для питания мостовой схемы включения датчика давления способствует уменьшению фоновых шумов, улучшению соотношения сигнал/шум.

Дифференциальный сигнал мостовой схемы регистрируется и усиливается с помощью инструментального усилителя (ИУ). Выходной сигнал ИУ представляет собой квазипостоянный сигнал напряжения с незначительными пульсациями давления и содержит информацию об уровне давления в пневматической манжете. Напряжение с выхода ИУ поступает на усилитель переменного напряжения (УПН 1) для дополнительного усиления сигнала перед поступлением на вход синхронного детектора, с целью увеличения соотношения сигнал/шум.

Усиленный импульсный сигнал с выхода УПН 1 поступает на синхронный детектор (СД), где происходит выделение напряжения, пропорционального сигналу артериальной пульсации. Син-

хронный детектор состоит из последовательно соединенного умножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ). На входы умножителя поступают амплитудно-импульсный модулированный сигнал и сигнал опорной последовательности прямоугольных импульсов. ФНЧ выделяет огибающую сигнала артериальной пульсации крови. Сигнал с выхода СД поступает на первый канал аналого-цифрового преобразователя (АЦП) для контроля уровня давления в манжете со стороны микроконтроллера (МК), а также на вход фильтра верхних частот (ФВЧ).

Фильтр верхних частот (ФВЧ) предназначен для выделения переменного сигнала артериальной пульсации крови на фоне постоянного сигнала высокого уровня. С учетом низкочастотной природы сигнала артериальной пульсации крови, частота среза ФВЧ не превышает 0,5 Гц. В силу высокой инерционности ФВЧ регулируемый усилитель УПН 2 будет находиться в состоянии насыщения в течение относительно длительного интервала времени, что приведет к заметному искажению биосигнала.

Таким образом, необходимо сокращать время переходного процесса в ФВЧ. С этой целью в состав измерительного преобразователя дополнительно вводится устройство бланкирования (УБ), представляющее собой аналоговый коммутатор, управляемый сигналами с микроконтроллера. При насыщении выхода УПН2 микроконтроллер будет обрабатывать эту ситуацию и переключать в открытое состояние коммутатор УБ. В силу того, что величина сопротивления открытого ключа коммутатора намного меньше, чем сопротивления резистора в RC-цепочке ФВЧ, будет достигнуто значительное сокращение длительности переходного процесса.

Переменный сигнал напряжения с выхода ФВЧ поступает на регулируемый усилитель переменного напряжения (УПН 2), который обеспечивает дополнительное усиление сигнала артериальной пульсации крови, а также согласование динамического диапазона аналогового тракта регистрации сигнала с динамическим диапазоном АЦП. Сигнал с выхода УПН 2 подается на второй канал АЦП и далее поступает на микроконтроллер (МК). После преобразова-

ния в цифровую форму МК по заданным алгоритмам осуществляет цифровую фильтрацию и обработку зарегистрированного биосигнала.

Центральным элементом ИП является микроконтроллер, выполняющий одновременно функции формирования импульсов питания мостовой схемы включения датчика давления, автоматической регулировки усиления сигнала, аналого-цифрового преобразования сигналов.

В сфигмографическом измерительном преобразователе сигнала артериальной пульсации крови в качестве первичного преобразователя – чувствительного элемента, используется датчик давления. В настоящее время наибольшее распространение получило использование пьезорезистивных кремниевых датчиков в интегральном исполнении. Данный тип датчиков отвечает основным требованиям, предъявляемым для использования в системах кардиологической диагностики: высокая чувствительность, миниатюрность, малый уровень внутренних шумов, линейность частотной характеристики в физиологическом диапазоне изменения давлений от 40 до 300 мм рт ст.

Пьезорезистивный датчик давления, построенный на основе кремниевого интегрального преобразователя давления представляет собой мембрану из монокристаллического кремния с диффузионным пьезорезистором, который необходимо подключить в измерительную схему для формирования измерительного сигнала. Чувствительным элементом служит кристалл интегрального преобразователя давления, установленный на диэлектрическое основание с использованием легкоплавкого стекла или методом анодного сращивания.

Тензорезистор относится к пассивным датчикам, таким образом, для получения информационного измерительного сигнала, функционально связанного с измеряемым давлением, создаваемым артериальными пульсациями сосуда, необходимо обеспечить включение тензорезистора в измерительную схему с внешним питанием.

Анализ существующих схем включения пассивных датчиков давления, проведенный ранее, показал, что наиболее подходящей схемой включения тензометрического датчика является мостовая схема Уитсона (рисунок 2.17).

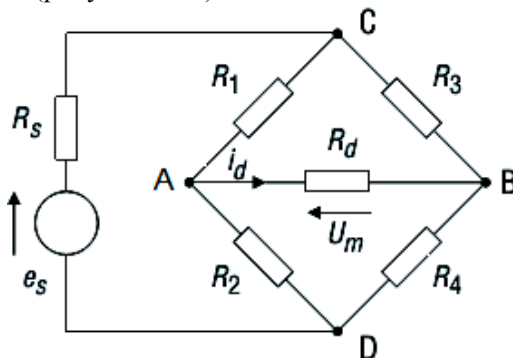


Рисунок 2.17 – Мостовая схема Уитсона включения пассивного датчика давления

В данной схеме включения R_d – входное сопротивление измерительного прибора, определяющего напряжение в диагонали моста U_m или разбаланс тока i_d ; e_s – внешний источник напряжения; R_s – внутреннее сопротивление источника напряжения e_s ; R_1 , R_2 , R_3 , R_4 – резисторы, образующие мост. Один из резисторов мостовой схемы представляет собой тензорезисторный датчик, сопротивление которого изменяется в зависимости от прикладываемого внешнего давления. Мост находится в равновесии при условии $U_A = U_B$, в этом случае $i_d = 0$. С учетом указанных условий и используя уравнения Кирхгофа можем записать условие балансировки моста в следующем виде:

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$$

Как следует из полученного выражения: условия равновесия моста не зависят от внутреннего сопротивления источника питания и входного сопротивления измерительного прибора. При условии малого сопротивления источника питания и большого входного сопротивления измерительного прибора выражение, определяющее напряжение в диагонали моста имеет следующий вид:

$$U_m = e_s \cdot \frac{R_2 \cdot R_3 - R_1 \cdot R_4}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}$$

Для упрощения вычислений наиболее часто принимают сопротивления резисторов моста равными значению сопротивления покоя тензометрического датчика R_0 (т.е. при отсутствии внешнего воздействия на датчик). При отсутствии внешнего воздействия на тензометрический датчик выполняется условие балансировки моста и напряжение $U_m=0$. Пусть резистор с сопротивлением R_I является тензорезистором, тогда можем записать следующее выражение:

$$R_I = R_0 + \Delta R$$

где: ΔR – изменение сопротивления тензорезистора под действием градиента внешнего давления ΔP .

Функциональная зависимость изменения сопротивления тензорезистора в зависимости от изменения внешнего давления является линейной зависимостью следующего вида:

$$\Delta R = S \cdot \Delta P$$

где: S – чувствительность тензометрического датчика.

С учетом сделанных допущений напряжение в диагонали моста определяется следующим образом:

$$U_m = -\frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \cdot \Delta P}{2R_0 + S \cdot \Delta P}$$

Полученная зависимость связывает выходной сигнал мостовой схемы с величиной изменения давления через конструктивные параметры тензодатчика и измерительной схемы. Данное выражение описывает нелинейную зависимость между выходным измерительным сигналом и измеряемой величиной давления. Для линеаризации характеристики преобразования мостовой схемы используется режим работы на малом участке характеристики тензодатчика, иными словами, изменение сопротивления тензодатчика ΔR пренебрежимо мало по сравнению с величиной сопротивления покоя R_0 . В этом случае зависимость выходного информационного сигнала мостовой схемы будет иметь следующий вид:

$$U_m = -\frac{e_s}{4} \cdot \frac{S \cdot \Delta P}{R_0}$$

Для случая регистрации сигнала периферической артериальной пульсации крови величина градиента давления ΔP обусловлена артериальной пульсацией крови в исследуемом сосуде.

Полученное выражение представляет собой функцию преобразования сфигмографического ИП артериальной пульсации крови, связывающую технические параметры измерительного преобразователя (чувствительность датчика давления, напряжение питания мостовой схемы, номинальное сопротивление датчика давления) и измеряемую величину (пульсации артериального давления в исследуемом сосуде) с выходным электрическим (информационным) сигналом.

ГЛАВА 3. Моделирование процессов формирования фотоплетизмографического сигнала в измерительном преобразователе артериальной пульсации крови

3.1 Обзор гемодинамических моделей

Гемодинамические модели отражают процессы, происходящие в отдельных участках системы кровообращения, например, в крупных магистральных сосудах или в периферических артериях.

Данные модели строятся, как правило, на основе прямой аналогии с течением жидкости по эластичным трубкам, или косвенной аналогии с распространением электрических колебаний по электрическим цепям.

Существующие на данный момент модели гемодинамики можно условно разделить на 3 группы [8]:

- 1) модели, базирующиеся на законе Пуайзеля;
- 2) модели, основанные на теории упругого резервуара;
- 3) модели, базирующиеся на теории распространения пульсаций давления.

Данная классификация не является строгой и, по сути, большинство существующих гемодинамических моделей сочетают в себе основные принципы и подходы каждого их трех классов моделей.

Гемодинамическая модель на основе закона Пуайзеля рассматривает кровь как сплошную среду – ньютоновскую жидкость, обладающую постоянной вязкостью и характеризующуюся стационарным пульсовым ламинарным потоком в сосудах с эластичными стенками [27]. В данной модели сосудистая система рассматривается как неветвящаяся длинная жесткая трубка постоянного сечения со стационарным ламинарным течением однородной ньютоновской жидкости постоянной вязкости. Модель описывается следующим выражением:

$$Q = \frac{\pi r^4 \Delta P}{8 \mu l}$$

где: Q – расход жидкости, r – радиус трубки, ΔP – разность давлений на исследуемом участке трубки, μ – коэффициент вязкости, l – длина участка трубки.

Гемодинамическая модель на основе закона Пуайзеля обеспечивает наиболее тривиальные представления о процессах в сосудистой системе человека. В частности, данная модель не учитывает того факта, что площадь поперечного сечения участка артериального русла является переменной величиной и не описывает процесс распространения артериальных пульсаций по сосудистому руслу [8, 28].

В настоящее время в чистом виде гемодинамическая модель на основе закона Пуайзеля используется исключительно для оценки периферического сопротивления сосудов, когда являются известными перепад давления на исследуемом участке сосудистого русла и величина кровотока в единицу времени [8].

Таким образом, очевидно, что данный подход к описанию гемодинамических процессов не позволит обнаружить взаимосвязь между показателями эластичности и параметрами пульсового ритма.

Более сложным подходом к описанию гемодинамических процессов является создание моделей на основе теории упругого резервуара. Впервые модель упругого резервуара была предложена немецким физиологом О. Frank в 1899 году [8].

В модели Франка (рисунок 3.1) аорта и крупные артериальные сосуды представлены в виде растяжимой камеры (упругого резервуара), объем которой V пропорционален избыточному давлению $p_{изб.}$ в ней. Расход Q жидкости, вытекающей из камеры, пропорционален разности между артериальным и венозным давлениями ($p_{изб.а.} - p_{изб.в.}$), причем коэффициент пропорциональности и есть сопротивление системы микрососудов [28, 29].

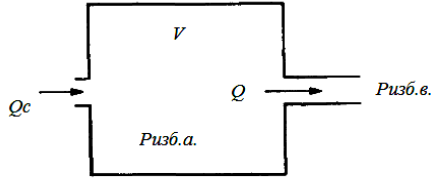


Рисунок 3.1 – Модель упругого резервуара

Система микрососудов представлена в этой модели как единственное постоянное сопротивление R , расход крови через которое прямо пропорционален разности давлений на его концах.

Зависимость вида (3.1) описывает связь между расходом крови через систему микрососудов и артерио-венозной разностью давлений.

$$p_{изб.а.} - p_{изб.в.} = R \cdot Q \quad (3.1)$$

Если учесть, что избыточное давление в венах много меньше, чем в артериях, то, не слишком изменяя выводы, следующие из модели, давление в венах можно считать равным нулю, и тогда получим зависимость (3.2).

$$p_{изб.а.} = R \cdot Q \quad (3.2)$$

Объем артериальной камеры связан с давлением в ней соотношением:

$$p_{изб.а.} = \frac{V}{C} \quad (3.3)$$

где: C – податливость камеры, считающаяся постоянной.

В физиологии податливость (*compliance*, C) определяется как изменение объема (ΔV) в ответ на изменение давления (ΔP). Скорость увеличения объема камеры dV/dt должна равняться разности скоростей притока в нее крови из сердца Q_c и оттока крови в систему микрососудов Q :

$$\frac{dV}{dt} = Q_c - Q \quad (3.4)$$

Уравнения (3.2), (3.3), (3.4) могут быть объединены в одно, содержащее одну любую неизвестную. Решение такого уравнения

должно дать взаимосвязь между давлением в артериях и притоком крови в них из сердца для любого момента времени.

Из анализа зависимостей модели упругого резервуара следует, что в течение диастолы, когда приток крови фактически равен нулю, давление в артериях снижается во времени экспоненциально, и такой характер спада давления близок к наблюдаемому в действительности.

В начале систолы, когда приток крови Q_c велик, согласно данной модели, пропорционально притоку должна возрасти скорость повышения избыточного давления, однако, физиологические исследования показывают, что пропорционально притоку растет само давление, точнее, величина, на которую оно превышает давление в конце диастолы [28]. Это расхождение показывает, что модель упругого резервуара не предназначена для адекватного описания динамических процессов, происходящих в артериальном русле.

Таким образом, гемодинамическим моделям на основе упругого резервуара присущ принципиальный недостаток: они не учитывают того факта, что пульсовые волны давления перемещаются по артериальной системе в виде возмущения с конечной скоростью.

Недостаток предложенной модели упругого резервуара вытекает из предположения, что все артерии растягиваются одновременно. Как известно, в периферических артериях максимум давления достигается позже, чем в аорте, и пульсовые волны распространяются по сосудам в виде возмущения с временной задержкой [30, 31]. Когда сердце изгоняет кровь в начальный участок аорты, давление здесь повышается, стенка этого участка растягивается, и напряжение в ней возрастает.

По мере снижения скорости изгнания крови давление в аорте начинает падать, и растянутая стенка возвращается к равновесному положению. Кровь по инерции продолжает двигаться вперед и после того, как обусловивший ее движение градиент давления уменьшился. Последнее приводит к тому, что стенка наиболее

близкого к сердцу участка аорты оказывается растянутой, а так как этот участок вследствие упругих свойств стремится вернуться в исходное состояние, вытесняемая из него кровь растягивает соседний участок стенки, который затем тоже возвращается в исходное состояние под действием сил упругости и процесс распространяется на последующие участки артериального русла [29].

Таким образом, по артериальной системе распространяются пульсовые волны давления. Между возвращающей силой, обеспечиваемой упругостью стенки артерий, и гидродинамическими силами, обусловленными инерцией крови, существует равновесие, вклад в процесс вносит и инерция самой стенки [32].

В силу того, что аорта, ее главные ветви и крупные артериальные сосуды представляют собой систему трубок достаточно большой протяженности, по которой течет пульсирующий поток крови, то естественно рассматривать функцию артериальной системы на основе теории распространения артериальных пульсаций. В настоящее время наиболее распространенными гемодинамическими моделями являются модели, основанные на теории распространения пульсовых волн давления [32-37].

Математическое описание моделей, основанных на теории распространения пульсовых волн давления, представляет собой систему одномерных уравнений Навье-Стокса, состоящую из уравнения неразрывности и уравнения движения, описывающих движение вязкой ньютоновской жидкости [29, 30].

В настоящее время ряд исследователей для получения количественных соотношений, описывающих гемодинамические процессы в артериальной системе, используют аналогию между одномерными уравнениями Навье-Стокса и уравнениями, описывающими процесс распространения сигналов по электрическим линиям передачи с распределенными параметрами [35, 37].

Подобная аналогия позволяет использовать для исследования гемодинамики известные методы анализа, разработанные в электродинамике для линий передачи с распределенными параметрами, в частности, использовать такие понятия как, импеданс,

согласованная нагрузка, линия передачи с отражением. В рамках такого подхода рассматриваются решения уравнений электродинамики для частных случаев и получение точных математических зависимостей, описывающих зависимости изменения напряжений и токов от времени и координаты.

Исследования, проведенные в [34, 35] позволили получить описать артериальную систему человека с помощью разветвленной системы эластичных трубок, параметры которых соответствуют анатомическим размерам артерий. В [36, 37] данный подход позволил получить модельные пульсовые волны для различных участков артериального русла человека. В [36] решение телеграфных уравнений получено с учетом того, что кровь не является идеальной ньютоновской жидкостью. В [38] рассматривается распространение пульсовых волн по артериальной системе и в качестве модели предлагается рассмотреть артериальную систему человека как совокупность множества эластичных трубок с произвольным случайным взаимным расположением.

Проведенный анализ существующих гемодинамических моделей, описывающих гемодинамические процессы в артериальной системе человека, позволяет сделать вывод, что наиболее целесообразным представляется использование модели на основе теории распространения пульсовых волн. Решение данной модели может быть найдено на основе использования аналогии между гемодинамическими процессами в артериальной системе человека и процессами распространения возмущений в электрических линиях передачи с распределенными параметрами.

3.2. Моделирование гемодинамических процессов

В первом приближении для описания процессов распространения пульсовых волн по артериальному руслу рассмотрим гемодинамическую модель, представляющую собой эластичную трубку поперечного сечения $A = a(x, t)$ по которой распространяется волна избыточного давления $P = p(x, t)$ со скоростью

$U = u(x, t)$. Кровь считается вязкой, однородной, ньютоновской жидкостью.

Движение жидкости по трубке обусловлено продольным градиентом давления:

$$Pe = P - P_0,$$

где: P_0 – невозмущенное гидростатическое давление.

Ускорение жидкости вызвано градиентом давления Pe . Поперечной составляющей градиента давления пренебрегаем.

Скорость жидкости описывается следующим уравнением:

$$\rho \left(\frac{\partial U}{\partial t} + U \frac{\partial U}{\partial x} \right) = - \frac{\partial Pe}{\partial x} \quad (3.5)$$

где: ρ – плотность жидкости.

Выражение (3.5) можно переписать в следующем виде:

$$\frac{\partial U}{\partial t} + U \frac{\partial U}{\partial x} = - \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial Pe}{\partial x} \quad (3.6)$$

Данное уравнение (3.6) представляет собой уравнение количества движения.

При линейном приближении уравнения (3.6) можно записать в виде:

$$\rho \cdot \frac{\partial U}{\partial t} = - \frac{\partial Pe}{\partial x} \quad (3.7)$$

Уравнение сохранения массы или уравнение неразрывности имеет вид:

$$\frac{\partial(\rho \cdot A)}{\partial t} + \frac{\partial(\rho \cdot A \cdot U)}{\partial x} = 0 \quad (3.8)$$

Для уравнения (3.8) можно записать:

$$\frac{\partial(A)}{\partial t} = -A_0 \frac{\partial U}{\partial x}$$

Представим $\partial A = \partial Pe \cdot \frac{dA}{dP}$, $\frac{\partial A}{\partial t} = -A_0 \cdot \frac{\partial U}{\partial x}$ и получим:

$$\frac{\partial Pe}{\partial t} \cdot \frac{dA}{dPe} = -A_0 \cdot \frac{\partial U}{\partial x}$$

$$\frac{\partial Pe}{\partial t} \cdot \frac{1}{A_0} \cdot \frac{dA}{dPe} = -\frac{\partial U}{\partial x}$$

Введем следующее обозначение:

$$\frac{1}{A} \cdot \frac{dA}{dPe} = D,$$

где: D – растяжимость стенки сосуда.

Тогда можем записать выражение:

$$D \cdot \frac{\partial Pe}{\partial t} = -\frac{\partial U}{\partial x} \quad (3.9)$$

Объединяя преобразованное уравнение движения (3.7) и преобразованное уравнение неразрывности (3.9) получаем следующую систему уравнений Навье-Стокса в первом приближении:

$$D \cdot \frac{\partial Pe}{\partial t} = -\frac{\partial U}{\partial x} \quad (3.10)$$

$$\rho \cdot \frac{\partial U}{\partial t} = -\frac{\partial Pe}{\partial x}$$

Произведем сопоставление скорости кровотока и расхода жидкости, т.е. опишем U через расход жидкости Q : $U = \frac{Q}{A}$, при $A=\text{const}$ подставим последнее выражение в систему (3.10) и получим:

$$\frac{\rho}{A} \cdot \frac{\partial Q}{\partial t} = -\frac{\partial Pe}{\partial x} \quad (3.11)$$

$$D \cdot A \cdot \frac{\partial Pe}{\partial t} = -\frac{\partial Q}{\partial x}$$

Система уравнений (3.11) связывает расход жидкости Q с давлением P в первом приближении. Учитывая реальную модель артериальной системы, данные уравнения добавляются членами:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial Pe}{\partial x} &= \frac{\rho}{A} \cdot \frac{\partial Q}{\partial t} + R \cdot Q, \\ -\frac{\partial Q}{\partial x} &= D \cdot A \cdot \frac{\partial Pe}{\partial t}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

где: R – гидродинамическое сопротивление, обусловленное динамической вязкостью крови.

Система уравнений (3.12) связывает расход жидкости Q с градиентом давления Pe , и описывает гемодинамические процессы, происходящие в артериальной системе.

Пусть $Pe(p)$ и $Q(p)$ такие функции, что $Pe(p) \subset Pe(t)$, $Q(p) \subset Q(t)$, где два последних преобразования являются преобразованием Лапласа. Эти функции от x и p определяются следующей системой уравнений, полученной из (3.12) с помощью преобразования Лапласа:

$$\begin{aligned} \frac{dPe}{dx} &= -\left(\frac{\rho}{A} \cdot p + R\right) \cdot Q \\ \frac{dQ}{dx} &= -(D \cdot A \cdot p) \cdot Pe \end{aligned} \quad (3.13)$$

Введем переменную $\lambda^2 = D \cdot A \cdot p \cdot \left(\frac{\rho}{A} \cdot p + R\right)$, тогда система уравнений (3.13) можно преобразовать к виду:

$$\frac{d^2 Pe}{dx^2} - \lambda^2 Pe = 0 \quad (3.14)$$

Решение уравнения (3.14) имеет следующий вид: $Pe(p) = Ae^{\lambda x} + Be^{-\lambda x}$. Для функции потока решение определяется следующим образом:

$$Q(p) = \sqrt{\frac{D \cdot A \cdot p}{\frac{\rho}{A} \cdot p + R}} \cdot (Be^{-\lambda x} - Ae^{\lambda x})$$

Постоянные A и B определяются граничными условиями: при $x=0$ имеем $A+B=Pe_0(p)$, при $x=l$ имеем $Pe_l(p)=Ae^{\lambda l}+Be^{-\lambda l}$. Отсюда, можем получить, что:

$$Ae^{\lambda l}+Be^{-\lambda l}=\frac{Pe_l(p)}{Q_l(p)}\sqrt{\frac{D\cdot A\cdot p}{\frac{\rho}{A}\cdot p+R}}(Be^{-\lambda l}-Ae^{\lambda l})$$

Введем следующую переменную:

$$\gamma=\frac{Pe_l(p)}{Q_l(p)}\cdot\sqrt{\frac{D\cdot A\cdot p}{\frac{\rho}{A}\cdot p+R}}$$

Для определения A и B можем составить следующую систему из двух уравнений:

$$A+B=Pe_0(p)$$

$$A(\gamma+1)e^{\lambda l}=B(\gamma-1)e^{-\lambda l}$$

Решив эту систему уравнений получим:

$$Pe(p)=Pe_0(p)\cdot\frac{(\gamma-1)\cdot e^{-\lambda(l-x)}+(\gamma+1)e^{\lambda(l-x)}}{2(\gamma ch\lambda l+sh\lambda l)} \quad (3.15)$$

Выразим в выражении (3.15) функцию экспоненты через гиперболические функции синуса и косинуса, получим:

$$Pe(p)=Pe_0(p)\cdot\frac{\gamma ch\lambda(l-x)+ch\lambda(l-x)}{\gamma\cdot ch\lambda l+sh\lambda l} \quad (3.16)$$

$$Q(p)=Pe_0(p)\cdot\sqrt{\frac{D\cdot A\cdot p}{\frac{\rho}{A}\cdot p+R}}\cdot\frac{\gamma sh(l-x)+ch(l-x)}{\gamma ch\lambda l+sh\lambda l}$$

Дальнейшее решение системы (3.16) сводится к нахождению функций $Q(t)$ и $Pe(t)$ на основе обратного преобразования Лапласа. Эта задача представляет в общем случае незначительный интерес, так как приводит к крайне сложным расчетам. Поэтому решение рассматривается в нескольких частных случаях.

Для получения точных математических зависимостей, описывающих изменение давления от времени и координаты восполь-

зуемся аналогией между процессом распространения пульсовых волн давления по эластичным артериям и электрических колебаний по однородным линиям передачи с распределенными параметрами. На одном конце линии с распределенными параметрами находится источник электрического сигнала, другой конец линии замкнут на обобщенное сопротивление нагрузки. В такой модели источник сигнала моделирует импульсное изменение давления, возникающее во время систолы и приводящее к выбросу крови из левого желудочка.

Распространение электрических возмущений по линиям передач с распределенными параметрами описывается телеграфными уравнениями:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial U}{\partial x} &= R \cdot I + L \cdot \frac{\partial I}{\partial t} \\ -\frac{\partial I}{\partial x} &= C \cdot \frac{\partial U}{\partial t} \end{aligned}$$

где: L , C , R – распределенные параметры линии, представляющие собой, соответственно, коэффициент самоиндукции, емкость, сопротивление единицы длины линии передачи,

В данном случае зависимости изменения давления (P) и потока (Q) будут аналогичны зависимостям изменения напряжения (U) и тока (I) в электрической линии передачи, соответственно. При использовании подобной аналогии можно установить взаимосвязь между распределенными параметрами электрической линии передачи и параметрами артериального сосуда и крови.

В электродинамике при исследовании линий передачи с распределенными параметрами принято использовать следующие понятия: обобщенное сопротивление нагрузки $Z(p)$, определяемое как:

$$Z(p) = \frac{U(p, x=l)}{I(p, x=l)},$$

где l – координата точки расположения нагрузки в линии передачи.

Введем понятие коэффициент согласования электрической линии передачи (аналогично для участка артериального русла) γ , как отношение обобщенного сопротивления нагрузки к величине характеристического сопротивления линии передачи:

$$\gamma = \frac{Z(p)}{Z_0(p)}$$

В зависимости от величины показателя γ будем различать 2 частных случая распространения возмущений давления по эластичным трубкам [39]:

1) $\gamma=1$: режим с согласованной нагрузкой, при этом по артериальному руслу распространяются пульсовые волны без отражения;

2) $\gamma \neq 1$: режим с несогласованной нагрузкой, в данном случае по артериальному руслу одновременно распространяются падающая и отраженная пульсовые волны давления.

Гемодинамическая модель артериального сосуда без отражения

В данном случае пульсовая волна давления распространяется по участку артериального русла без отражения. Артериальный сосуд может быть представлен в форме цилиндра, высота которого намного больше его диаметра. В этом случае, гидродинамическое сопротивление R , обусловленное вязкостью крови, может быть определено следующим образом [35]:

$$R = \frac{8\mu}{\pi r^4}$$

где: μ – вязкость крови, r – радиус артерии.

Величина растяжимости стенки сосуда определяется как:

$$D = \frac{r}{\xi h}$$

где: ξ – модуль Юнга стенки сосуда, h – толщина стенки сосуда.

Выражение 3.15, описывающее функцию давления в пространстве изображений, можно представить в следующем виде:

$Pe(p)=Pe_0(p) \cdot H(p)$, где $H(p)$ можно считать передаточной характеристикой участка артериального сосуда, зависящей от геометрии сосуда и свойств распространяющейся жидкости.

Тогда зависимость изменения пульсации давления от времени и координаты будет определяться интегралом Дюамеля:

$$P(t, x) = \int_0^t h(t - \tau) P_0(\tau) d\tau$$

где: $P_0(t)$ – изменение внешнего давления во времени, прикладываемого к точке сосуда с координатой $x=0$, $h(t)$ – импульсная характеристика участка артериального сосуда, полученная с помощью обратного преобразования Лапласа от передаточной характеристики $H(p)$.

В качестве наиболее подходящего вида колебания внешнего давления $P_0(t)$ для моделирования сердечного выброса при систоле, выберем импульсное колебание с экспоненциальными фронтами (рисунок 3.2).

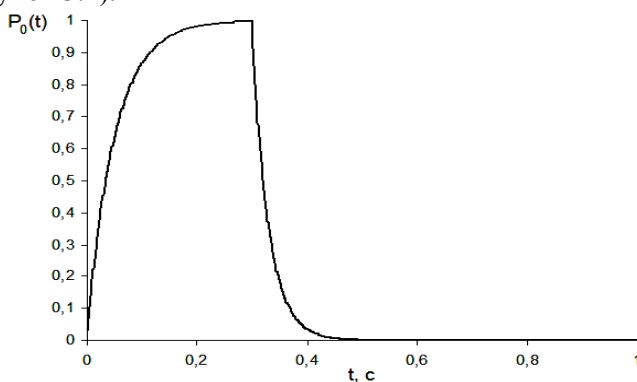


Рисунок 3.2 – Вид входного сигнала $P_0(t)$

Параметры такого сигнала имеют прямой физиологический смысл и определяются параметрами сердечного толчка при систоле. В качестве усредненных значений будем считать, что длительность переднего фронта импульса давления $\tau_1 = 0,08\text{с}$ – является постоянной времени открытия сердечного клапана, длительность импульса давления $t_p = 0,2\text{с}$ – длительность систолического толчка, длительность заднего фронта импульса давления $\tau_2 = 0,05\text{с}$ – посто-

янная времени закрытия клапана [40]. Аналитическое выражение для входного колебания давления имеет следующий вид:

$$P_o(t) = P_{\max} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \left(1 - e^{-\frac{t-t_p}{\tau_2}} \right) \cdot 1(t-t_p) \right) \quad (3.17)$$

где: $P_{\max}$ – амплитуда импульса давления, $1(t)$ – единичная функция.

Зависимость изменения пульсовой волны давления на участке артериального русла без отражения описывается следующим выражением:

$$P(t, x) = \int_0^t \sqrt{\frac{3\mu x^2}{\pi h r \xi \tau^3}} e^{-\frac{3\mu x^2}{h r \xi \tau}} \cdot P_0(t - \tau) d\tau \quad (3.18)$$

Анализируя выражение (3.18) можно сделать вывод о том, что изменение пульсации давления от времени и координаты будет зависеть от параметров участка артериального сосуда и вида входного сигнала.

Диапазон изменения параметров магистральных сосудов для взрослых людей составляет: по радиусу – от 9 мм до 15 мм, по толщине стенки – от 1,1 мм до 1,6 мм, по модулю Юнга – от $4 \cdot 10^5$ до $8 \cdot 10^5$ Па; за величину вязкости крови примем типовое значение в $5 \cdot 10^{-3}$ Па·с [35, 40].

Таким образом, располагая численными значениями параметров кровеносных сосудов, представляется возможным рассчитать значения всех параметров, входящих в уравнение модели (3.18), что позволит определить зависимости изменения пульсаций давления при различных показателях эластичности артериального сосуда.

На рисунках 3.3 и 3.4 представлены зависимости изменения пульсации давления от координаты x и времени t (зависимости получены при следующих параметрах модели: $\xi=400$ КПа, $h=1$ мм, $r=10$ мм, $\mu=5 \cdot 10^{-3}$ Па·с, $T_1=0,08$ с, $T_2=0,05$ с, $t_p=0,2$ с).

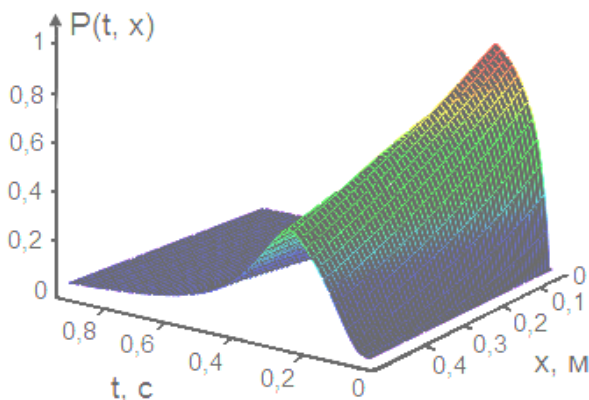


Рисунок 3.3 – Зависимость изменения пульсовой волны давления $P(t, x)$ от времени и координаты

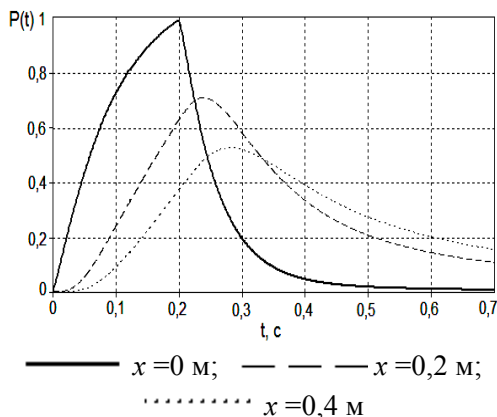


Рисунок 3.4 – Зависимость изменения $P(t)$ при различных значениях x

На основании полученных данных можно сделать вывод о том, что при увеличении показателя эластичности амплитуда пульсовой волны давления увеличивается, с увеличением координаты точки регистрации пульсовой волны давления амплитуда уменьшается; при увеличении радиуса артерии амплитуда увеличивается. Анализ полученных зависимостей показывает, что пульсовая волна давления, распространяясь по участку артериального русла, затухает.

Гемодинамическая модель артериального сосуда с отражением

Рассмотрим процесс распространения пульсовой волны давления по участку артериального русла с несогласованной нагрузкой ($\gamma \neq 1$), что приводит к появлению отраженной пульсовой волны.

Как уже было сказано на участке артериального русла с несогласованной нагрузкой распространяются одновременно два возмущения: пульсовая волна давления $P_f(t, x)$ и отраженная – $P_r(t, x)$. Запишем выражение (3.24), определяющее изменение пульсации давления от времени и координаты, в следующем виде:

$$P(x, p) = P_{f0}e^{-\lambda x} + P_{r0}e^{\lambda x} \quad (3.19)$$

где: P_{f0} – падающая пульсовая волна давления в точке $x=0$, P_{r0} – отраженная пульсовая волна давления в точке $x=0$.

Введем понятие коэффициента отражения, как отношение амплитуды отраженной пульсовой волны давления к амплитуде падающей пульсовой волны давления:

$$\delta(x) = \frac{P_r(x)}{P_f(x)} \quad (3.20)$$

Преобразуем (3.20) к следующему виду:

$$\delta(x) = \frac{P_{r0}e^{\lambda x}}{P_{f0}e^{-\lambda x}} = \delta_0 e^{2\lambda x} \quad (3.21)$$

где: δ_0 – коэффициент отражения в точке $x=0$.

Введем понятие коэффициента отражения в точке $x=l$ – δ_l ,

где: l – длина участка артериального сосуда:

$$\delta_l = \delta_0 e^{2\lambda l} \quad (3.22)$$

Из выражения (3.22) выразим δ_0 и получим:

$$\delta_0 = \delta_l e^{-2\lambda l} \quad (3.23)$$

Известно, что коэффициент отражения δ_l изменяется в пределах от 0 до 1, при этом нулевому значению коэффициента отражения соответствует случай отсутствия отражения в линии, то есть

случай согласованной линии, а при единичном значении – случай полного отражения [39]. Физический смысл коэффициента отражения заключается в том, что он определяет, какая доля энергии падающей волны переходит в энергию отраженной волны, распространяющейся в обратную сторону [37, 39].

Выразим отраженную волну через падающую волну следующим образом:

$$P_{r0} = P_{f0} \delta_l e^{-2\lambda l}$$

Выражение, определяющее зависимость изменения пульсовой волны давления от времени и координаты на участке артериального сосуда, определяется следующим образом:

$$P(x, p) = P_{f0} e^{-\lambda x} + P_{f0} \delta_l e^{\lambda(x-2l)}$$

Зависимость изменения пульсовой волны давления от времени и координаты на участке артериального русла с отражением описывается следующим выражением:

$$P(t, x) = \int_0^t \sqrt{\frac{3\mu x^2}{\pi h r \xi \tau^3}} e^{-\frac{3\mu x^2}{h r \xi \tau}} \cdot P_0(t - \tau) d\tau - \\ - \delta_l \int_0^t \sqrt{\frac{3\mu(x-2l)^2}{\pi h r \xi \tau^3}} e^{-\frac{3\mu(x-2l)^2}{h r \xi \tau}} \cdot P_0(t - \tau) d\tau$$

В данном выражении первый интеграл описывает зависимости изменения падающей пульсовой волны давления, второй интеграл – отраженной пульсовой волны давления.

На рисунках 3.5 и 3.6 приведены зависимости изменения отраженной пульсовой волны давления от координаты x и времени t (зависимости получены при следующих параметрах модели: $l=0,5$ м, $\delta_l=0,5$, $\xi=400$ КПа, $h=1$ мм, $r=10$ мм, $\mu=5 \cdot 10^{-3}$ Па·с, $T_l=0,08$ с, $T_2=0,05$ с, $t_p=0,2$ с).

На основании полученных данных можно сделать вывод о том, что амплитуда отраженной пульсовой волны давления увеличивается с увеличением показателя эластичности. Амплитуда от-

раженной пульсовой волны давления увеличивается с ростом координаты x , а также с увеличением длины сосуда l .

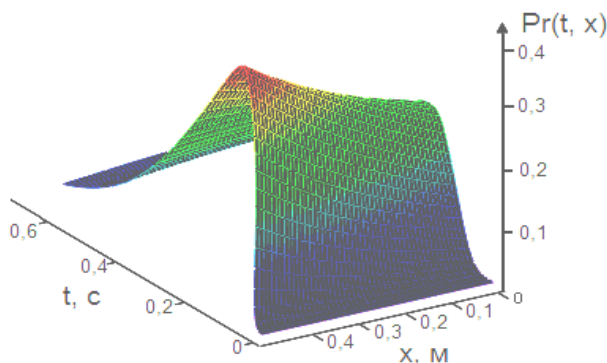


Рисунок 3.5 – Зависимость изменения отраженной пульсовой волны давления $P_r(t, x)$

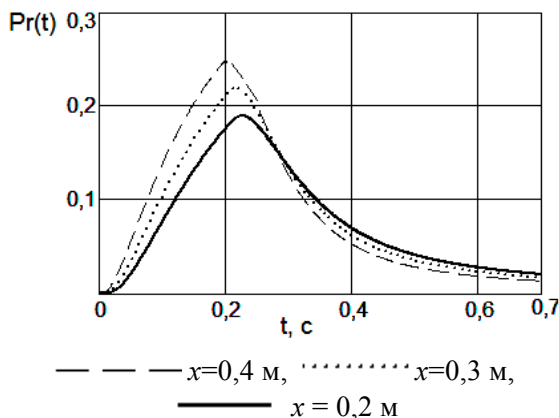


Рисунок 3.6 – Зависимость изменения $P(t)$ при различных значениях координаты x

Полученные зависимости показывают, что отраженная пульсовой волны давления, распространяясь от точки отражения по участку артериального русла, затухает.

На рисунках 3.7 и 3.8 приведены зависимости изменения отраженной пульсовой волны давления $E_r(t)$ при различных значениях длины линии l и коэффициента отражения δ_l , соответственно. Зависимости получены при следующих параметрах модели: $\delta_l=0,5$,

$\xi=400$ КПа, $h=1$ мм, $r=10$ мм, $\mu=5 \cdot 10^{-3}$ Па·с, $T_l=0,08$ с, $T_2=0,05$ с, $t_p=0,2$ с).

Анализ полученных зависимостей показывает, что при увеличении длины сосуда, амплитуда отраженной пульсовой волны давления уменьшается, максимумы отраженной пульсовой волны смещаются во времени, что обусловлено конечным временем распространения пульсации давления по артериальному руслу. При увеличении коэффициента отражения, амплитуда отраженной пульсовой волны увеличивается пропорционально.

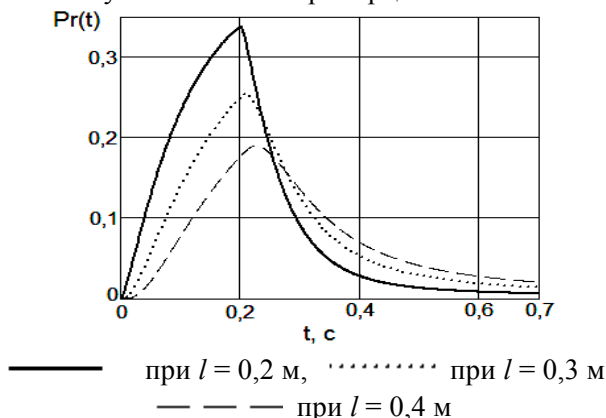


Рисунок 3.7 – Зависимость изменения $P(t)$ при различных значениях длины сосуда l

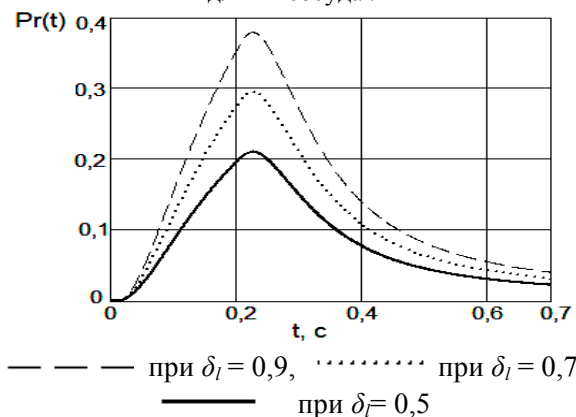


Рисунок 3.8 – Зависимость изменения $P(t)$ при различных значениях δ_l

3.3. Моделирование процесса формирования фотоплетизмографического сигнала

Рассмотрим процесс формирования артериальной пульсации крови в периферических сосудах пальца руки. Контур артериальной пульсации крови формируется в результате взаимодействия между левым желудочком и сосудами большого круга кровообращения и отражает слияние двух пульсовых волн давления [41, 42].

Первая пульсовая волна давления образуется за счет систолического объема крови в систолу, передающегося напрямую от левого желудочка к пальцам верхних конечностей.

Вторая пульсовая волна давления образуется за счет отражения объема крови, передающегося по аорте и крупным магистральным артериям к нижним конечностям, и направляющегося обратно в восходящий отдел аорты и далее к пальцам верхних конечностей [42]. Интенсивность отражения определяется тонусом мелких мышечных артерий преимущественно дистальнее бедренной артерии. Процесс формирования артериальной пульсации крови схематично представлен на рисунке 3.9.

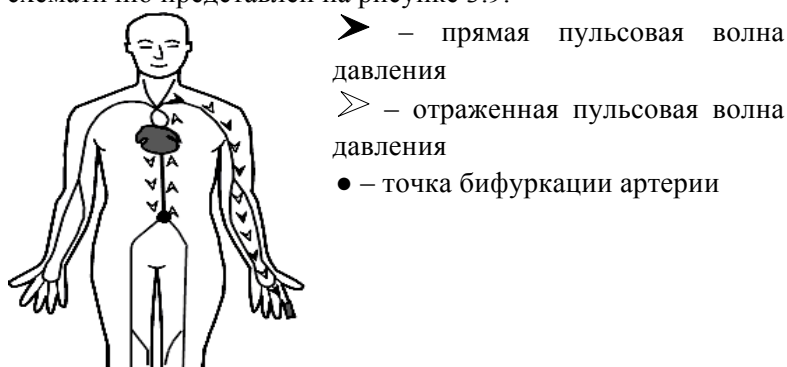


Рисунок 3.9 – Процесс формирования биосигнала артериальной пульсации крови

Прямая пульсовая волна давления формируется на первом участке артериального русла: *аорта—лучевая артерия—артериола пальца*. Отраженная пульсовая волна давления формируется на втором участке артериального русла: *аорта—*

магистральные артерии—бифуркация брюшной артерии. На данном участке артериального русла наблюдается отражение пульсовая волна давления. Для простоты анализа получаемых зависимостей будем считать, что параметры обоих артериальных участков идентичны.

Процесс формирования артериальной пульсации крови в сосудах верхних конечностей, на основании использования аналогии с электрической линией передачи с распределенными параметрами, можно представить эквивалентной схемой, состоящей из двух линий передачи, представленной на рисунке 3.10 [43, 44]. На рисунке показано: **1** – линия 1 с согласованной нагрузкой, **2** – линия 2 с несогласованной нагрузкой, Z_0 – характеристическое сопротивление линии, Z_1 – сопротивление нагрузки в линии 1, Z_2 – сопротивление нагрузки в линии 2.

Первый участок артериального русла моделируется линией передачи с согласованной нагрузкой. Зависимость изменения прямой пульсовой волны давления от времени и координаты на первом участке артериального русла описывается следующим выражением:

$$P_1(t, x) = \int_0^t \sqrt{\frac{3\mu x^2}{\pi h r \xi \tau^3}} e^{-\frac{3\mu x^2}{h r \xi \tau}} \cdot P_0(t - \tau) d\tau$$



Рисунок 3.10 – Эквивалентная схема формирования фотоплетизмографического сигнала в артериях пальца руки

Второй участок артериального русла моделируется линией передачи с несогласованной нагрузкой. Зависимость изменения

отраженной пульсовой волны давления от времени и координаты на втором участке артериального русла описывается выражением:

$$P_r(t, x) = -\delta_l \int_0^t \sqrt{\frac{3\mu(x-2l)^2}{\pi hr \xi \tau^3}} e^{-\frac{3\mu(x-2l)^2}{hr \xi \tau}} \cdot P_0(t-\tau) d\tau$$

Зависимость изменения отраженной пульсовой волны давления от времени в точке с координатой $x=0$ определяется следующим выражением:

$$P_{r0}(t) = -\delta_l \int_0^t \sqrt{\frac{12\mu l^2}{\xi \pi hr \tau^3}} e^{-\frac{12\mu l^2}{\xi hr \tau}} \cdot P_0(t-\tau) d\tau$$

Отраженная пульсовая волна давления, распространяясь от точки отражения, возвращается обратно к аорте, и далее распространяется к артериолам пальцев руки по первому участку артериального русла, тем самым, формируя вторую пульсацию давления.

Зависимость изменения отраженной пульсовой волны давления от времени и координаты на первом участке определяется следующим выражением:

$$P_2(t, x) = \int_0^t \sqrt{\frac{3\mu x^2}{\pi hr \xi \tau^3}} e^{-\frac{3\mu x^2}{hr \xi \tau}} \cdot P_{r0}(t-\tau) d\tau$$

Отраженная пульсовая волна давления распространяется на первом участке артериального русла с определенным временным запаздыванием относительно прямой пульсовой волны, что обусловлено временем задержки в распространении отраженной пульсовой волны по второму участку артериального русла.

Артериальная пульсация крови, наблюдаемая в периферических сосудах пальцев руки, образуется в результате суммирования прямой и отраженной пульсовых волн, с учетом времени задержки. Время задержки можно определить, исходя из временного сдвига между идентичными точками двух пульсовых волн, полученных на различных участках артериального русла.

На рисунке 3.11 приведены зависимости изменения времени задержки распространения отраженной пульсовой волны давления

от показателя эластичности и длины второго артериального участка l .

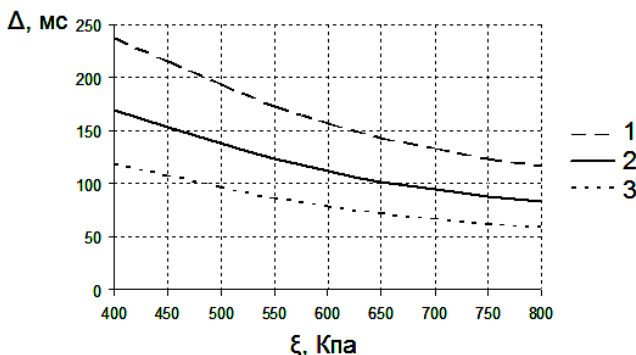


Рисунок 3.11 – Зависимости изменения времени задержки распространения отраженной пульсовой волны давления от показателя эластичности и длины второго артериального участка l
 ($1 - l=0,7$ м; $2 - l=0,5$ м; $3 - l=0,35$ м)

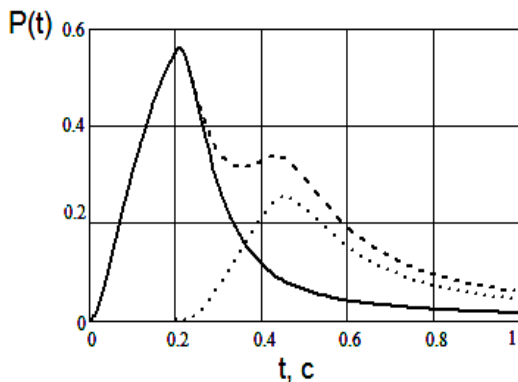
Анализ полученных зависимостей показал, что с увеличением показателя эластичности время задержки распространения отраженной пульсовой волны давления уменьшается, с увеличением длины второго артериального участка время задержки распространения отраженной пульсовой волны давления увеличивается.

Суммируя зависимости для прямой и отраженной пульсовых волн давления с учетом времени задержки получим зависимость изменения артериальной пульсации крови от времени и координаты в периферических сосудах пальца руки:

$$P(t, x) = P_1(t, x) + P_2(t - \Delta, x)$$

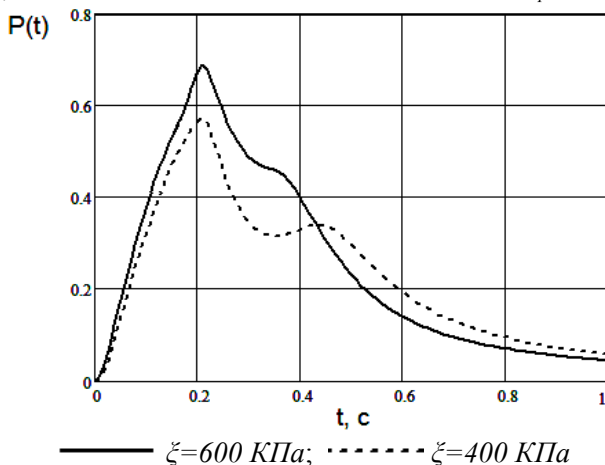
На рисунке 3.12 приведена зависимость изменения артериальной пульсации крови от времени $P(t)$ для эластичных артерий (параметры модели: $x=0,3$ м, $l=0,4$ м, $\xi=400$ КПа, $h=1$ мм, $r=10$ мм, $\mu=5 \cdot 10^{-3}$ Па·с, $\delta_l=0,5$, $T_l=0,08$ с, $T_2=0,05$ с, $t_p=0,2$ с).

Анализ полученных зависимостей показывает, что при увеличении показателя эластичности форма контура артериальной пульсации крови претерпевает значительные изменения: амплитуда увеличивается, временное расстояние между максимумами уменьшается, увеличивается наклон сигнала на начальном участке.



----- артериальная пульсация крови $P(t)$; отраженная пульсация давления $P_2(t)$; ——— прямая пульсация давления $P_1(t)$
 Рисунок 3.12 – Зависимость изменения артериальной пульсации крови $P(t)$

На рисунках 3.13 и 3.14 приведены зависимости изменения артериальной пульсации крови, при различных значениях показателя эластичности (параметры модели: $x=0,3$ м, $l=0,4$ м, $h=1$ мм, $r=10$ мм, $\mu=5 \cdot 10^{-3}$ Па·с, $\delta_l=0,5$, $T_l=0,08$ с, $T_2=0,05$ с, $t_p=0,2$ с).



———— $\xi=600$ KPa; ----- $\xi=400$ KPa
 Рисунок 3.13 – Зависимости изменения артериальной пульсации крови при различных значениях показателя эластичности

Анализ технических средств неинвазивной регистрации сигнала артериальной пульсации крови, проведенный в первой главе,

показывает, что фотоплетизмографический способ регистрации является наиболее приемлемым и эффективным для решения поставленных задач.

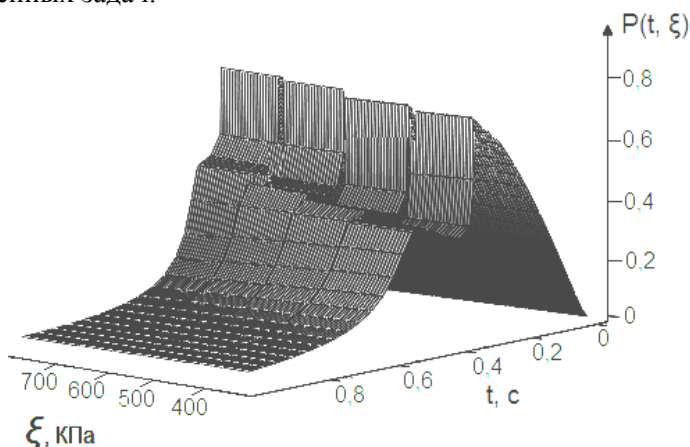


Рисунок 3.14 – Зависимости изменения артериальной пульсации крови от времени и показателя эластичности

Фотоплетизмографический способ регистрации сигнала артериальной пульсации крови основан на методе фотометрии, в основу которого положена способность биологической ткани, содержащей пульсирующий артериальный сосуд, изменять степень поглощения светового потока, проходящего сквозь ткань.

Основной характеристикой ИП является функция преобразования, описывающая функциональную зависимость выходной величины от измеряемой величины. Для фотометрического ИП сигнала артериальной пульсации крови, выходной величиной является информационный сигнал – изменение фототока от времени на выходе фотодиода, измеряемой величиной является изменение давления крови в исследуемом участке артериального сосуда.

Фотометрический способ регистрации сигнала артериальной пульсации крови основан на изменении степени поглощения светового потока пульсирующим артериальным сосудом. В соответствии с законом Бугера-Ламберта-Бера поглощение света будет зависеть от толщины биологической ткани, длины волны света и

оптических свойств тканей, через которые это излучение проходит:

$$I = I_0 \cdot e^{-a_\lambda l}$$

где: I – интенсивность светового потока, прошедшего через ткань, I_0 – интенсивность светового потока, падающего на ткань, a_λ – коэффициент светопоглощения, зависящий от длины волны излучения и оптических свойств ткани, l – толщина ткани, поглощающей свет.

Толщину биологической ткани, содержащей пульсирующий артериальный сосуд, можно представить в виде:

$$l = d_{\approx} + \Delta d_{\approx} + l_{=}$$

где: $d_{\approx}$ – исходный диаметр пульсирующего артериального сосуда, $\Delta d_{\approx}$ – изменение диаметра пульсирующего артериального сосуда, $l_{=}$ – толщина неппульсирующих компонентов биологической ткани, содержащей пульсирующий артериальный сосуд.

Изменение диаметра пульсирующего артериального сосуда во времени будет определяться возникновением временных колебаний пульсаций давления и определяться выражением:

$$\Delta d_{\approx}(t) = \frac{3}{2} \cdot v \cdot \frac{d_{\approx}^2}{h} \cdot \frac{P(t)}{\xi}$$

где: v – коэффициент Пуассона, h – толщина стенки пульсирующего сосуда, $P(t)$ – изменение артериального давления крови во времени, ξ – значение модуля Юнга стенки артериального сосуда. Изменение пульсаций давления во времени определяется выражением.

Световой поток, прошедший через ткань, несет информацию о поглощении света как пульсирующими, так и неппульсирующими компонентами ткани. Фотодиод преобразует падающий на него световой поток в величину фототока (i_ϕ), согласно выражению:

$$i_\phi = S_\lambda \cdot \Phi$$

где S_λ – спектральная чувствительность фотодиода, зависящая от длины падающего на него излучения, Φ – величина светового потока, падающего на фотодиод, определяемая как:

$$\Phi = I \cdot \Omega$$

где: Ω – площадь рассеяния света, определяемая областью контакта фотоплетизмографического датчика и участка биологической ткани.

Интенсивность падающего светового потока (I_0), создаваемого светодиодом, зависит от электрических параметров светодиода и площади участка рассеяния света (Ω):

$$I_0 = \frac{k \cdot U_{cd} \cdot I_{cd}}{\Omega}$$

где β – световая отдача светодиода, U_{cd} – прямое падение напряжение на светодиоде, I_{cd} – ток питания светодиода.

В результате можем записать функцию преобразования фотометрического ИП сигнала артериальной пульсации крови в следующем виде:

$$i_\phi(t) = i_{\phi 0} + S_\lambda \cdot \beta \cdot U_{cd} \cdot I_{cd} \cdot e^{-a_\lambda \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot v \cdot \frac{d_\approx^2}{h} \cdot \frac{P(t)}{\xi} + d_\approx + l_\approx \right)}$$

где: $i_{\phi 0}$ – темновой ток фотодиода.

Анализ полученной зависимости показывает, что величина результирующего фототока определяется суммой переменной компоненты, обусловленной артериальной пульсацией крови, и постоянной компонентой, не зависящей от пульсаций крови на участке артериального сосуда.

Для проверки адекватности предложенной модели процессов формирования сигнала артериальной пульсации крови было проведено сравнение фрагментов опорных сигналов артериальной пульсации крови, зарегистрированных у людей с различным состоянием артериального русла, и соответствующих фрагментов модельных зависимостей, полученных при различных значениях показателя эластичности.

Сигналы артериальной пульсации крови были получены с помощью сертифицированного компьютерного фотоплетизмографа “Элдар”, имеющего стандартные характеристики (полоса пропускания 0,05 – 15 Гц, разрешение АЦП – 10 бит, частота дискретизации 100 Гц).

Были сформированы три группы добровольцев: группа 1 состояла из 15 здоровых людей в возрасте от 18 до 30 лет без заболеваний сердечно-сосудистой системы, группа 2 – из 15 людей в возрасте от 35 до 50 лет с характерными возрастными изменениями эластичности артериальных сосудов, группа 3 – из 15 людей в возрасте от 55 до 70 лет с сильно выраженными возрастными изменениями эластичности артериальных сосудов.

Для нормированных опорных сигналов и нормированных модельных зависимостей артериальной пульсации крови коэффициент корреляции составил не менее 0,9 ($p < 0,05$); что позволяет сделать вывод о том, что предложенная модель адекватно описывает процесс формирования сигнала артериальной пульсации крови в ИП биосигналов сердечного ритма при различных значениях показателя эластичности артериальных сосудов.

ГЛАВА 4. Измерительные преобразователи биоэлектрической активности сердца

4.1. Классификация и структура измерительных преобразователей биоэлектрической активности сердца

ИП биоэлектрической активности сердца предназначены для регистрации разностей потенциалов, обусловленных биоэлектрической активностью сердца, с поверхности биологического объекта, обработки и преобразования полученных напряжений в измерительный сигнал. ИП биоэлектрической активности сердца являются самыми распространенными ИП биомедицинских сигналов в современной клинической практике.

В состав ИП биоэлектрической активности сердца входят электроды, формирователь сигнала, усилитель ЭКГ сигнала и блок обработки сигнала. На рисунке 4.1 приведена обобщенная функциональная схема ИП биоэлектрической активности сердца.

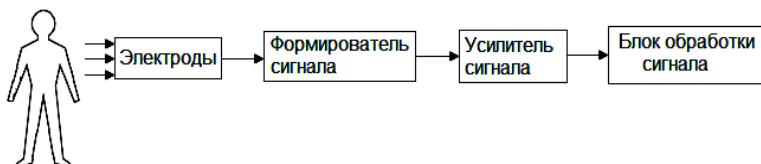


Рисунок 4.1 – Обобщенная функциональная схема ИП биоэлектрической активности сердца

Первичным элементом ИП биоэлектрической активности сердца являются электроды, служащие для гальванической связи кожных покровов и входных каскадов ИП. Электроды для регистрации биосигналов представляют собой проводники специальной формы, с помощью которых осуществляется соединение элементов с различными типами проводимости – ионной и электронной. Процессы, протекающие в месте контакта электрода с биологическим объектом, оказывают существенное влияние на качество регистрируемых биосигналов [7]. Более подробно данный вопрос будет рассмотрен в следующем разделе.

Основные параметры ИП биоэлектрической активности сердца, такие как количество и тип электродов, число каналов, характеристики усилительного тракта определяются функциональным назначением клинической системы мониторинга.

Электроды, используемые в ИП биоэлектрической активности сердца, можно разделить на активные и пассивные. Активные электроды отличаются тем, что первичный каскад усиления встроен в конструкцию самого электрода. Применение активных электродов оправдано в том случае, если пассивные электроды не позволяют обеспечить необходимую точность измерения биоэлектрических потенциалов [7, 45].

По количеству каналов ИП сигнала биоэлектрической активности сердца можно разделить на одноканальные и многоканальные ИП. В экспресс системах мониторинга параметров сердечного ритма используются одноканальные ИП, в то время как многоканальные ИП используются в задачах контурного анализа ЭКГ сигнала и в задачах ЭКГ-картирования [45].

По типу отведений ИП сигнала биоэлектрической активности сердца можно разделить на три группы:

- 1) ИП, использующие однополярные отведения;
- 2) ИП, использующие биполярные отведения;
- 3) ИП, использующие комплексные отведения.

Напряжение при однополярном отведении представляет собой разность потенциалов между активным электродом, находящимся на поверхности тела, и точкой соединения нескольких электродов, расположенных, например, на конечностях. Примером однополярных отведений являются грудные отведения по Вильсону V_1 - V_6 [5, 14].

В экспресс системах мониторинга параметров сердечного ритма наиболее распространены ИП, использующие биполярные отведения. Напряжения при биполярном отведении представляет собой разность потенциалов между двумя электродами. Классическим примером биполярных отведений являются стандартные отведения Эйнтховена I, II, III.

При комплексном отведении электроды подключены к пассивной электрической цепи резисторов, на выходе которой регистрируется напряжение отведения. Примером комплексных отведений служат векторкардиографические системы отведения по Франку [45].

По типу амплитудно-частотной характеристики ИП биоэлектрической активности сердца классифицируются следующим образом:

- 1) ИП, используемые для оперативного мониторинга сердечного ритма, полоса частот для таких ИП обычно составляет 0,5 – 50 Гц;
- 2) ИП, применяемые в клинических системах с полосой частот 0,05 – 100 Гц;
- 3) ИП систем анализа ЭКГ высокого разрешения, где полоса частот составляет 0,01 – 500 Гц [3, 4].

Различают два варианта построения источника питания ИП: автономный и сетевой. При питании ИП от сети переменного напряжения, а также при соединении с внешним приемным устройством применяют гальваническую развязку. Автономное питания более безопасно и позволяет повысить отношение амплитуды сигнала к помехе.

Кроме перечисленных ранее признаков ИП биоэлектрической активности сердца можно классифицировать по схемотехническому построению. При этом можно рассматривать различные структурные элементы, входящие в состав ИП биоэлектрической активности сердца.

Можно выделить два варианта построения входных каскадов ИП:

- 1) ИП, в основу которых положен принцип мультиплексирования аналоговых сигналов в АЦП;
- 2) ИП, построенные с использованием многоканальных АЦП, устанавливаемых на каждый канал.

Структурная схема ИП построенных по первому варианту содержит: блок формирования сигналов отведений, дифференциальные усилители ДУ, усилители переменного напряжения УПН,

мультиплексор, АЦП, микроконтроллер и подавитель синфазной помехи. На рисунке 4.2 (а) приведена структурная схема трехканального ИП биоэлектрической активности сердца, построенного по принципу мультиплексирования аналоговых сигналов в АЦП. На рисунке 4.2 (б) приведена структурная схема трехканального ИП, построенного с использованием многоразрядных АЦП, устанавливаемых на каждый канал. На рисунке 4.2 показано: ДУ – дифференциальный усилитель, ПСП – подавитель синфазной помехи, БУ – буферный усилитель, ФНЧ – фильтр нижних частот.

Вариант построения ИП биоэлектрической активности сердца с использованием многоразрядных АЦП (24 разряда и выше) подразумевает, что в этом случае каждый канал ИП включает входной буферный усилитель, ФНЧ, АЦП. Главными преимуществами такого варианта построения ИП являются:

- 1) отсутствие прецизионных резисторов на входе ИП;
- 2) отсутствие нейтрального электрода;
- 3) отсутствие коммутирующих элементов.

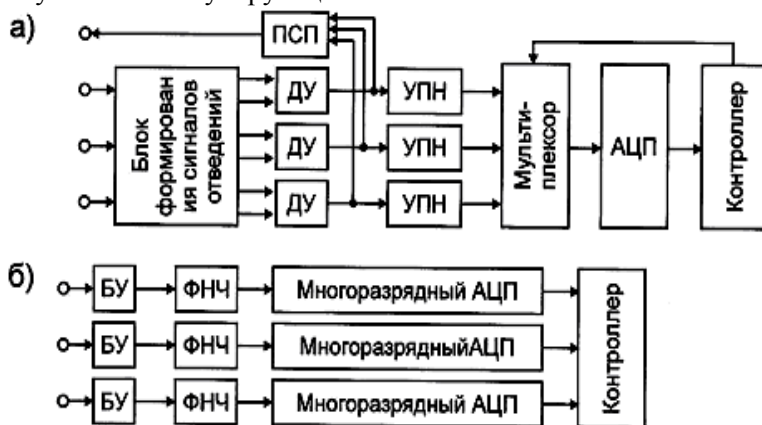


Рисунок 4.2 – Структурные схемы 3-х канальных ИП биоэлектрической активности сердца

Сигнал биоэлектрической активности сердца поступает с массива электродов, расположенных на теле обследуемого человека, на блок формирования сигнала отведений. На выходе блока формирования отведений попарно формируются дифференциаль-

ные сигналы, соответствующие тому или иному отведению ЭКГ сигнала. Дифференциальный усилитель обеспечивает частичное подавление синфазной составляющей помехи.

Как правило, дифференциальный усилитель строится по схеме инструментального усилителя, обеспечивающего больший коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), а также предварительное усиление информационного дифференциального сигнала. Основными требованиями, предъявляемыми к дифференциальным усилителям, является обеспечение высокого значения КОСС (не менее 60 дБ), высокого значения входного сопротивления в дифференциальном режиме (не менее 500 МОм), а также низкого уровня шумов.

Для дополнительного подавления синфазных помех в схеме инструментального усилителя предусматривается возможность выделения синфазного сигнала, который поступает на вход активного подавителя синфазных помех (ПСП). С выхода ПСП синфазная помеха в противофазе поступает на нейтральный электрод, размещаемый, как правило, на правой ноге обследуемого. Переменный сигнал с выхода инструментального усилителя поступает на усилитель переменного напряжения (УПН), где производится дополнительное усиление ЭКГ сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы блока АЦП. Мультиплексор под управлением микроконтроллера обеспечивает правильную коммутацию ЭКГ сигналов, соответствующих требуемому отведению.

Детектор плохого контакта в системе отведений, который позволяет своевременно устранять отсоединение электродов или плохой контакт электрода с кожей может строиться схемотехнически или программно. В обоих случаях принцип действия детектора плохого контакта основан на том, что при отсоединении электрода резко возрастает амплитуда наводки сети питания в сигнале соответствующего отведения.

Схемотехническая реализация детектора плохого контакта обеспечивает возможность отслеживать сигнал на выходе первичных дифференциальных усилителей, которые входят в насыщение

при плохом контакте или отсоединении электродов. Программная реализация детектора плохого контакта свойственна ИП биоэлектрической активности сердца, построенным с применением сигма-дельта АЦП, в которых преобразование и обработка ЭКГ осуществляется микроконтроллером.

На качество подавления синфазного сигнала влияет схема подключения экрана кабеля отведений, которая может быть пассивной, то есть экран кабеля отведений подключается к общей точке ИП, или активной, при которой экран кабеля отведения подключается к выходу повторителя, на вход которого подается сигнал данного отведения, либо сигнал, усредненный по нескольким отведениям [45].

Активное экранирование кабеля отведений позволяет сократить его емкость, уменьшить, вносимые им помехи, и повысить коэффициент ослабления синфазного сигнала. Делитель напряжения с коэффициентом передачи 0,99, уменьшает амплитуду сигнала, поступающего на экран, благодаря чему повышается помехоустойчивость схемы. Обобщенная структурная схема классификации ИП биоэлектрической активности сердца приведена на рисунке 4.3.

4.2. Особенности функционирования измерительных преобразователей биоэлектрической активности сердца

Процессу регистрации биопотенциалов сердца с поверхности тела человека свойственно присутствие помех различной природы возникновения: помехи, происхождение которых обусловлено электродами, помехи физической природы, связанные с воздействием окружающих электромагнитных помех и помехи биологической природы, связанные с движением и дыханием обследуемого, а также с наличием нежелательной биоэлектрической активности периферических мышц.



Рисунок 4.3 – Структурная схема классификации ИП биоэлектрической активности сердца

Существует два основных источника помех, природа которых связана с электродами: кожно-электродный импеданс и электродные разности потенциалов, подразделяющиеся на контактные и поляризационные.

Первый источник помех обусловлен сопротивлением электрод-кожа, а также нестабильностью этого сопротивления. На низких частотах сопротивление электрод-кожа можно считать активным, изменяющимся от нескольких десятков кОм до единиц МОм. Сопротивление не подготовленного, но смазанного гелем участка кожи размером 1 см^2 в различных частях тела на частоте 1 Гц варьируется от 10 кОм до 1 МОм, на частоте 100 кГц составляет около 220 Ом, а на частоте 1 МГц – 120 Ом.

Для уменьшения кожно-электродного импеданса кожа в области установки электродов обезжиривается смесью спирта и эфира. Электроды покрываются токопроводящей пастой, представляющей собой электролит, диффундирующий в поры кожи и заполняющий свободные места под электродом. Паста позволяет обеспечивать длительное время хорошую проводимость.

Разброс и нестабильность переходного сопротивления кожа-электрод вызывают разбаланс входных цепей ИП и резкое увеличение амплитуды синфазной помехи, связанной с сетью питания. Межэлектродное сопротивление соответствует внутреннему сопротивлению источника биоэлектрического сигнала и включает в себя сопротивления переходов кожа-электрод (обычно принимают изменяющимся в диапазоне от 5 до 100 кОм).

Вторым источником помех являются электрохимические реакции, происходящие на поверхности соприкосновения материала электродов с электролитом токопроводящей пасты и вырабатывающие разность потенциалов между электродом и телом (0,3 – 1 В). Регистрация напряжения осуществляется между двумя одинаковыми электродами, поэтому происходит частичная компенсация контактной разности потенциалов. При этом некомпенсированная разность потенциалов может достигать 0,1 – 0,4 В и изменяет свое значение во времени.

Ослабление контактной разности потенциалов осуществляется за счет распределения усиления между каскадами усилительного тракта. При движении пациента происходит смещение электродов, двойной электрический слой у поверхности раздела разрушается, создавая скачки контактной разности потенциалов, АЧХ которых находится в полосе частот полезного сигнала. Кроме того, при протекании тока через границу раздела двух фаз возникают поляризационные разности потенциалов [7].

Эффективные конструкции электродов позволяют уменьшить сопротивление электрод-кожа, его изменения и двигательные артефакты, благодаря чему появляется возможность не подготавливать кожу перед установкой электродов и не применять гель.

При этом упрощается процедура наложения электродов и уменьшается дискомфорт для пациента.

Основным источником помех физической природы является сеть питания переменного тока. Воздействие помех подобного рода приводит к появлению синфазных помех на входах усилительного тракта ИП, амплитуда синфазных помех превосходит в десятки и сотни раз амплитуду полезного сигнала биоэлектрической активности сердца. В настоящее время используется два способа подавления подобных помех: аппаратный и программный или их совместное использование для повышения эффективности наблюдения и точности определяемых показателей [45].

Для реализации аппаратного способа используется нейтральный электрод и блок подавления синфазной помехи. На вход блока подавления синфазной помехи поступает сигнал, сформированный путем суммирования входных сигналов усилительного тракта ИП. Блок подавления синфазной помехи усиливает и инвертирует входной сигнал. С выхода блока подавления синфазной помехи, сигнал через нейтральный электрод поступает на тело пациента, тем самым уменьшая сигнал синфазной помехи [46]. Программный способ подавления синфазных помех заключается в использовании различных методов цифровой фильтрации.

Миографические помехи, вызванные биоэлектрической активностью мышц, расположенных в области наложения электродов, имеют отличные частотные характеристики от сигнала биоэлектрической активности сердца, а также имеют намного меньшую амплитуду. Таким образом, использование методов линейной частотной фильтрации позволяет частично ослабить помехи данного типа. Однако, широкополосная природа миографических артефактов не позволяет полностью устранить их влияние на ЭКГ сигнал, поэтому более эффективная процедура фильтрации сигнала биоэлектрической активности сердца в условиях присутствия миографических помех может быть реализована по аналогии с фильтрацией сигналов в условиях присутствия широкополосного

белого шума, в частности на основе применения методов оптимальной винеровской фильтрации [47].

Дыхание пациента вызывает дрейф изолинии сигнала биоэлектрической активности сердца и может приводить к погрешностям в определении показателей сердечного ритма. В тоже время, частота дыхания человека отлична от основной полосы частот сигнала биоэлектрической активности сердца, и таким образом, эффективное подавление дыхательных помех также возможно с помощью методов линейной частотной фильтрации.

Двигательные артефакты вызывают сильное искажение в форме сигнала биоэлектрической активности сердца и могут приводить к большим погрешностям в определении показателей сердечного ритма. В силу того, что помехи данного рода отличаются случайным характером их проявления, то борьба с ними представляет собой нетривиальную задачу. Основным способом подавления такого рода помех является использование алгоритмов корреляционной обработки данных и осуществление процедуры регистрации биосигналов максимально свободной от их проявления.

ГЛАВА 5. Моделирование процессов формирования электрокардиографического сигнала в измерительном преобразователе биоэлектрической активности сердца

5.1. Формирование потенциалов на поверхности тела, обусловленных биоэлектрической активностью сердца

Основы моделирования биоэлектрической активности сердца описаны в работах Гезеловица Д.В. и Титомира Л.И. [48, 49]. В моделях электрического генератора сердца используются различные подходы в формировании биопотенциалов, образованных на поверхности тела человека в результате биоэлектрической активности сердца. В основе всех подходов лежит представление о том, что первичным источником электромагнитного поля являются сторонние токи, протекающие в мембранах клеток, которые можно описать при помощи поля плотности стороннего тока $\vec{J}$.

Исследование электромагнитных полей организма можно проводить в рамках изучения уравнений электродинамики постоянных токов, которые являются упрощенным вариантом уравнений Максвелла. Электромагнитное поле описывается четырьмя основными уравнениями, записанными в дифференциальной форме:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \operatorname{div} \vec{D} &= q \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0 \end{aligned}$$

где: $\vec{E}$ и $\vec{H}$ – векторы напряженности электрического и магнитного поля; $\vec{D}$ и $\vec{B}$ — векторы электрической и магнитной индукции; $\vec{J}$ – вектор пространственной плотности электрического тока; q – объемная плотность свободных электрических зарядов.

Для связи векторов электромагнитного поля и характеристик среды применяются материальные уравнения, которые в частном случае для однородной изотропной среды записываются в следующем виде:

$$\begin{aligned}\bar{D} &= \varepsilon_a \bar{E} \\ \bar{B} &= \mu_a \bar{H} \\ \bar{J} &= \bar{J}_c + \bar{J} \\ \bar{J}_c &= \sigma \bar{E}\end{aligned}$$

где: ε_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, μ_a – абсолютная магнитная проницаемость среды, σ – удельная электропроводность среды, $\bar{J}_c$ – вектор пространственной плотности кулоновского тока.

Дифференциальные уравнения Максвелла можно переписать для гармонически изменяющегося поля, заменив переменные величины комплексным представлением, и затем разделив уравнения на множитель $e^{j\omega t}$.

$$\begin{aligned}\text{rot} \bar{E} &= -j\omega \bar{B} \\ \text{rot} \bar{H} &= \bar{J} + j\omega \bar{D} \\ \text{div} \bar{J} &= j\omega \varrho\end{aligned}$$

где: $\omega = 2\pi f$ – угловая частота.

В этом случае величины $\bar{E}$, $\bar{H}$, $\bar{D}$, $\bar{B}$ представляют собой комплексные амплитуды. Для закона сохранения количества электричества, выражаемого уравнением непрерывности электрического тока, можно записать уравнение, связывающее пространственную плотность тока и объемную плотность электрических зарядов:

$$\text{div} \bar{J} = -j\omega \varrho$$

Выражение для напряженности электрического поля имеет вид:

$$\bar{E} = -grad\varphi - \frac{\partial A}{\partial t}$$

где: φ , A – скалярный и векторный потенциалы электромагнитного поля.

Скалярный и векторный потенциалы электромагнитного поля связаны нормировочным уравнением, которое имеет вид:

$$div\bar{A} + \varepsilon_a\mu_a \frac{\partial\varphi}{\partial t} + \mu_a\sigma\varphi = 0$$

Для вывода уравнений для векторного и скалярного потенциалов можно использовать второе уравнение Максвелла.

$$\Delta\bar{A} - \varepsilon_a\mu_a \frac{\partial^2\bar{A}}{\partial t^2} - \mu_a\sigma \frac{\partial\bar{A}}{\partial t} = -\mu_a\bar{J}$$

$$div(\bar{E} + \frac{\partial\bar{A}}{\partial t}) = -div(grad\varphi)$$

Выразив векторный потенциал из калибровочного уравнения, можно получить дифференциальное уравнение для скалярного потенциала:

$$\Delta\varphi - \varepsilon_a\mu_a \frac{\partial^2\varphi}{\partial t^2} - \mu_a\sigma \frac{\partial\varphi}{\partial t} = -\frac{q}{\varepsilon_a}$$

Полученные уравнения для векторного и скалярного потенциалов можно переписать в комплексном виде:

$$\Delta\bar{A} + k^2\bar{A} = \mu_a\bar{J}$$

$$\Delta\varphi + k^2\varphi = -\frac{q}{\varepsilon_a}$$

где: $k^2 = \omega^2\varepsilon\mu - j\omega\mu\sigma$.

В рассматриваемой задаче описания электромагнитного поля генератора сердца, первое слагаемое, входящее в состав последнего выражения, незначительно и им можно пренебречь [49], тогда решения уравнения для однородной, изотропной и неограниченной среды имеют вид:

$$\bar{A}(\bar{r}) = \frac{\mu_a}{4\pi} \int_V \frac{\bar{J} \cdot e^{-jkR}}{R} dV$$

$$\bar{\varphi}(\bar{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon_a} \int_V \frac{q \cdot e^{-jkR}}{R} dV$$

где: R – модуль вектора, направленного от текущей точки интегрирования $\vec{r}_0$ к заданной точке наблюдения $\vec{r}$.

Для выражения плотности заряда через плотность стороннего тока можем записать выражение:

$$q = -\frac{\epsilon_a}{\sigma + j\omega\epsilon_a} \operatorname{div} \bar{J}$$

С учетом этого запишем выражение для скалярного потенциала в виде:

$$\varphi(\bar{r}) = \frac{1}{4\pi\sigma_c} \int_V \frac{\operatorname{div} \bar{J} \cdot e^{-jkR}}{R} dV$$

где: $\sigma_c = \sigma \cdot (1 + \frac{j\omega\epsilon_a}{\sigma})$ – комплексная удельная электропроводность.

При максимальной частоте изменения интенсивности биоэлектрического генератора $f \approx 1000$ Гц, отношение $\frac{\omega\epsilon_a}{\sigma} \approx 3 \cdot 10^{-5}$, тогда $\sigma_c \approx \sigma$, для рассматриваемого электромагнитного поля $e^{-jkR} \approx 1$ [49]. В этом случае выражение для скалярного потенциала электромагнитного поля имеет вид:

$$\varphi(\bar{r}) = \frac{1}{4\pi\sigma} \int_V \frac{-\operatorname{div} \bar{J}}{R} dV$$

Исходя из физического смысла оператора дивергенции, величина $\Psi = \operatorname{div} \bar{J}$ характеризует плотность источников и стоков поля плотности стороннего тока. С учетом указанных упрощений,

векторный потенциал для элементарного генератора выражается как:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi R} \vec{J} dV$$

Подставив последнее выражение в калибровочное уравнение, после преобразований можно получить выражение скалярного потенциала элементарного генератора:

$$\varphi = \frac{\vec{R} \cdot \vec{J} dV}{4\pi\sigma R^3}$$

где: $\vec{J} dV$ имеет смысл дипольного момента элементарного источника стороннего тока.

Для описания элементарного генератора биоэлектрического тока, можно ввести идеализированный генератор тока, представляющий собой тонкую нить стороннего тока L , имеющую произвольную форму в пространстве и характеризующуюся постоянным значением тока I . В этом случае электрическое поле определяется двумя точечными источниками тока – монополями, расположенными на концах нити, занимающими бесконечно малый объем пространства и характеризующимися конечным суммарным током – положительным, если ток истекает из точки в среду, или отрицательным, если ток стекает в точку из среды.

В точке положения монополя характеристики электрического поля обращаются в бесконечность, и соответствующую ему плотность источников можно формально описать пространственной дельта функцией. Тогда, можно получить выражение для электрического потенциала монополя:

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{I}{4\pi\sigma R}$$

где: R – расстояние от монополя до точки наблюдения, I – суммарный ток монополя.

Два монополя с равными по абсолютной величине I , но противоположными по знаку токами, расположенными на ненулевом расстоянии d друг от друга, образуют реальный (конечный) токо-

вый диполь (рисунок 5.1). Токовый диполь характеризуется вектором дипольного момента $\vec{D}$, направленным от отрицательного монополя к положительному и равным по абсолютной величине произведению $I \cdot d$. Можно записать выражение для потенциала реального токового диполя:

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{I}{4\pi\sigma r_+} + \frac{-I}{4\pi\sigma r_-} = \frac{I}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{r_+} - \frac{1}{r_-} \right)$$

где r_- и r_+ – расстояния от отрицательного и положительного монополей до точки наблюдения P.

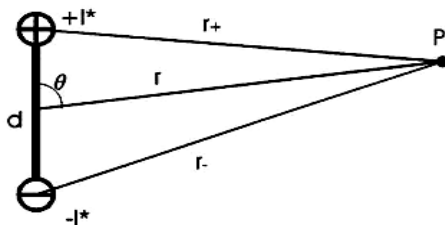


Рисунок 5.1 – Схема формирования потенциала в точке P от конечного токового диполя

Идеальный (точечный) токовый диполь отличается от реального токового диполя тем, что расстояние между монополями равно нулю. Выражение для потенциала идеального токового диполя) можно получить из выражения для потенциала реального токового диполя, если перейти к пределу при стремлении расстояния d между монополями к нулю и тока I к бесконечности с сохранением постоянного значения произведения $I \cdot d$. Тогда можно приближенно считать, что $r_- = r_+ = r$:

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi\sigma} \text{grad} \left(\frac{1}{r} \right) \cdot \vec{D} = \frac{1}{4\pi\sigma} \frac{\vec{D} \cdot \vec{r}}{|\vec{r}|^3} = \frac{1}{4\pi\sigma} \frac{|\vec{D}| \cos \theta}{|\vec{r}|^2}$$

где: $r = (r_x, r_y, r_z)$ – вектор отведения – вектор, направленный из точки расположения диполя в точку P, θ – угол, между вектором дипольного момента D и вектором отведения r .

В основе моделирования биоэлектрической активности сердца лежит представление о том, что распространение возбуж-

дения по миокарду представляет собой перемещение двойного слоя источников тока: истоков (ионы движутся из клетки наружу) и стоков (ионы движутся внутрь клетки). Выведем выражение для потенциала создаваемого простым слоем источников тока с поверхностной плотностью источников Ψ , для этого запишем выражение для скалярного потенциала электромагнитного поля, используя интегрирование по поверхности простого слоя источников тока:

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi\sigma} \int_S \frac{\Psi}{R} \cdot dS$$

где: S – элементарная площадь поверхности двойного слоя.

Поверхностный двойной слой источников тока образуется в результате предельного перехода при сближении двух параллельных простых слоев с равными по величине, но противоположными по знаку плотностями источников в смежных точках.

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi\sigma} \int_S \frac{\Psi}{R_+} \cdot dS - \frac{1}{4\pi\sigma} \int_S \frac{\Psi}{R_-} \cdot dS$$

Для равномерного двойного слоя, у которого плотность источников одинакова по всей поверхности:

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{\Psi}{4\pi\sigma} \int_S \frac{R_- - R_+}{R_+ R_-} \cdot dS$$

При предельном сближении простых слоев расстояние между слоями стремится к нулю, плотность источников стремится к бесконечности, а произведение плотности на расстояние остается постоянным и характеризует интенсивность результирующего двойного слоя:

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{\Psi}{4\pi\sigma} \int_S \frac{\bar{d}}{R^2} \cdot d\bar{S}$$

или:

$$\varphi(\vec{r}) = \frac{\bar{D}_s \cdot \bar{R}}{4\pi\sigma R^3}$$

где: $\bar{D}_s = \Psi \bar{d}$ – поверхностная плотность дипольного момента (момент двойного слоя), d – расстояние между двумя простыми слоями.

В основе известных моделей электрического генератора сердца лежат уравнения, связывающие параметры первичного биоэлектрического генератора сердца с потенциалом в точке наблюдения [48, 49]. По способу математического описания модели электрического генератора сердца можно разделить на непрерывно распределенные и дискретные. В зависимости от ориентации вектора стороннего тока по отношению к поверхности или линии, на которой он распределен, непрерывно распределенные генераторы могут быть представлены токовым двойным слоем, поверхностным током, генераторной нитью. Примером дискретных эквивалентных генераторов являются дипольный, мультидипольный, мультиполюльный генератор сердца.

По характеру задания пространственного положения эквивалентные электрические генераторы сердца можно разделить на подвижные и неподвижные. При представлении электрического генератора сердца одной генераторной областью, электрический центр сердца находится вблизи средней точки этой области, а при представлении несколькими генераторными областями электрический центр сердца должен попасть в точку, в определенном смысле подобную “центру масс” этих областей. Электрический центр реального электрического генератора сердца взрослого человека за время одного кардиоинтервала изменяет свое положение.

Наиболее простой и результативной моделью, на которой основывается современная электрокардиографическая диагностика, является разработанное Эйнтховеном в 1913 году представление сердца в виде одного диполя, расположенного в центре равностороннего треугольника, вершинами которого являются: правая рука, левая рука и левая нога с установленными там электродами. В данной модели диполь находится изотропной проводящей среде и меняет модуль и направление вектора дипольного момента. К

преимуществам дипольной модели относятся простота реализации и визуализации.

С целью дифференциации активности различных частей сердца были предложены многодипольные модели сердца, в которых сердце разделяется на несколько сегментов, и каждый сегмент представляется отдельным дипольным генератором, располагающимся примерно в центре сегмента [48]. В известных многодипольных моделях число диполей изменяется в широких пределах от девяти до нескольких тысяч диполей.

В многодипольных моделях дипольные источники тока обычно распределяются равномерно в стенке желудочков сердца и межжелудочковой перегородке. Для обеспечения устойчивости, то есть получения правильного решения обратной задачи в условиях помех и шумов, на векторы дипольных моментов накладываются ограничения: направление векторов дипольного момента обычно фиксировано, а абсолютное значение дипольного момента не может принимать отрицательные значения и изменяется в некотором диапазоне. Известна 12-дипольная модель электрического генератора сердца, в которой ориентация диполей совпадает с направлением фронта волны возбуждения в миокарде, а модуль дипольного момента принимает два значения: нулевое, соответствующее невозбужденному состоянию, и единичное, в момент прихода фронта волны возбуждения [49].

Еще одним подходом к созданию мультидипольных моментов является разработка реалистичных пространственных многодипольных моделей сердца, состоящих из несколько тысяч диполей, расположенных в анизотропной среде. В этом случае многодипольный электрический генератор сердца размещается внутри грудной клетки, имеющей сложную конфигурацию близкую к реальной, которая конструируется при помощи компьютерной томографии. Многодипольные моменты электрического генератора сердца обеспечивают более высокую точность аппроксимации электрического поля сердца, и позволяют наиболее подробно

описать процесс распространения волны возбуждения в миокарде.

Известно применение модели электрической активности сердца, представляющей двойной слой источников тока на поверхности электрически активного миокарда. Данная модель учитывает геометрию желудочков и проводящей системы Гиса-Пуркинье, скорость распространения волны деполяризации по миокарду и проводящей системе сердца, форму трансмембранных потенциалов действия на эпикарде и эндокарде желудочков.

Другим подходом к формированию электрических потенциалов, образованных на поверхности тела человека в результате биоэлектрической активности сердца, является мультипольное разложение электрического поля. При этом количественными параметрами генератора являются мультипольные компоненты, а потенциал в проводнике вне генератора представляется в виде сходящегося ряда суммы произведений мультипольных компонент на постоянные коэффициенты. Ряд начинается с трех членов первого порядка – дипольных, член нулевого порядка или унипольный в рассматриваемых условиях всегда равен нулю. Начиная с некоторого порядка, вклад дальнейших членов разложения в потенциал уменьшается по мере увеличения их порядка. Если начало координат находится в геометрическом центре сердца, то доминирующую роль играют дипольные члены. На протяжении QRS комплекса одиночный диполь обуславливает 77% разложения поверхностного потенциала, тогда как диполь и квадруполь вместе взятые, обуславливают 86% этого распределения.

Распределение биопотенциалов на поверхности тела, в значительной степени зависит от свойств среды, которая окружает электрический генератор сердца: ее структуры и пассивных электрических характеристик. Как грудная клетка, так и брюшная полость по своему строению неоднородны. Удельное сопротивление последовательно увеличивается в направлении заполненных кровью полостей сердца к поверхности тела, среднее удельное сопротивление грудной клетки человека составляет 489 Ом·см.

5.2. Дипольная модель формирования желудочкового комплекса электрокардиографического сигнала

Рассмотрим математическую модель процессов формирования желудочкового комплекса электрокардиографического сигнала. В этом случае описание биоэлектрического генератора сердца упрощается, и можно воспользоваться модифицированной дипольной моделью, в которой распространение электрического возбуждения в сердце описывается с помощью изменения во времени пространственного положения вектора дипольного момента по некоторой кривой.

Для задания модифицированной дипольной модели необходимо описать кривую-годограф вектора дипольного момента, динамические параметры диполя, ориентацию кривой в пространстве для эквивалентных электрических генераторов сердца.

Траектория движения электрического вектора сердца во время желудочкового комплекса сходна по форме с кардиоидой [48, 49]. При этом в норме векторкардиографическая петля QRS-комплекса имеет незначительные отклонения от собственной плоскости. Собственная плоскость может проходить через анатомическую ось сердца. В рассматриваемых задачах моделирования биоэлектрической активности сердца отклонениями векторкардиографической петли QRS-комплекса от собственной плоскости можно пренебречь.

В рамках предложенной модели распространение электрического возбуждения в сердце можно описать с помощью изменения во времени пространственного положения вектора дипольного момента по кривой, имеющей форму кардиоиды с точкой возврата, расположенной в точке, соответствующей электрическому центру сердца (рисунок 5.2 а).

Потенциал, формируемый диполем в точке наблюдения Р, определяется выражением. Поскольку годограф вектора дипольного момента соответствует области распространения электрического возбуждения в желудочках, то полученное изменение потенциалов во времени в точке наблюдения может быть использо-

вано для описания желудочковой компоненты биоэлектрической активности сердца.

Уравнение кардиоиды в декартовой системе координат имеет вид:

$$(x^2 + y^2) \cdot (x^2 + y^2 - D_{\max} x) - \frac{D_{\max}^2 y^2}{4} = 0$$

где: $D_{\max}$ – расстояние от точки возврата кардиоиды до точки кардиоиды, находящейся на пересечении с продольной осью кардиоиды, соответствующее наибольшему значению модуля вектора дипольного момента.

Уравнение кардиоиды в полярной системе координат:

$$D = \frac{a}{2} (1 + \cos \Omega)$$

где: Ω – полярная координата; D – модуль вектора дипольного момента. Уравнение кардиоиды в параметрической форме:

$$\begin{cases} x = \frac{D_{\max}}{2} \cos \Omega \cdot (1 + \cos \Omega) \\ y = \frac{D_{\max}}{2} \sin \Omega \cdot (1 + \cos \Omega) \end{cases}$$

При описании одного цикла возбуждения желудочков сердца переменная Ω , являясь линейной функцией времени, изменяется от $-\pi$ до $+\pi$. Для моделирования цикличности работы сердца переменная Ω является кусочно-линейной функцией времени и задается следующим выражением:

$$\Omega(t) = \begin{cases} \left(\frac{t\omega_D}{\pi} - 1 \right) \pi, & t \in \left(nT_{RR}; \frac{2\pi}{\omega_D} + nT_{RR} \right) \\ \pi, & t \notin \left(nT_{RR}; \frac{2\pi}{\omega_D} + nT_{RR} \right) \end{cases}$$

где: ω_D – угловая скорость вращения вектора дипольного момента; T_{RR} – длительность кардиоинтервала; $n=0, 1, \dots, N$ – номер кардиоинтервала.

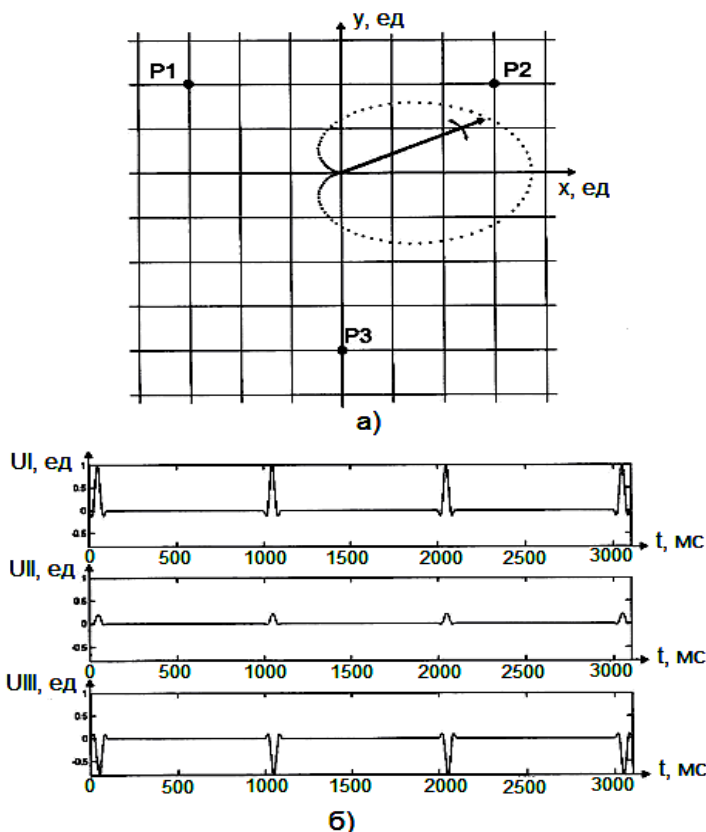


Рисунок 5.2 – Изменение пространственного положения вектора дипольного момента во времени (а) и фрагменты ЭКГ в трех стандартных отведениях, образованных точками фиксации потенциалов Эйнтховена

P_1, P_2, P_3 (б) ($\alpha_{QRS}=0^\circ, \beta_{QRS}=0^\circ$)

Для обеспечения адекватности модели необходимо выбрать динамические характеристики модели, таким образом, чтобы они соответствовали динамическим характеристикам реальных электрических генераторов сердца. Основным динамическим параметром модели является угловая скорость вращения вектора дипольного момента ω_D , являющаяся одним из аргументов в выражении. Данный параметр определяет длительности модельных R-зубцов и спектральные характеристики модельных сигналов.

Адекватное задание динамических характеристик модельных ЭКГ сигналов необходимо при исследовании процессов выделения и обнаружения опорных точек ЭКГ сигналов.

Критерием выбора адекватной угловой скорости вращения вектора дипольного момента может являться равенство длительностей модельного и зарегистрированного QRS-комплекса. Выражение, связывающее угловую скорость вращения вектора дипольного момента с длительностью процесса возбуждения желудочков, имеет вид:

$$\omega_D = \frac{2\pi}{T_R}$$

где: T_R – длительность QRS-комплекса.

На рисунке 5.3 представлены нормированный по амплитуде фрагмент зарегистрированного ЭКГ сигнала, содержащие QRS-комплекс здорового взрослого человека, а также представлен соответствующий модельный QRS-комплекс. Было произведено измерение длительности QRS-комплекса здорового человека, которое составило 90 мс, была определена угловая скорость вращения вектора дипольного момента – $\omega_D=0,0698$ рад/с.

Угловые скорости вращения вектора дипольного момента определяют спектральные характеристики модельных сигналов. Было произведено сравнение метрик спектральных плотностей мощности зарегистрированных и модельных QRS-комплексов, которые составили 6,6% и 4,8% соответственно. Таким образом, было получено, что спектральные характеристики модельных QRS-комплексов соответствуют спектральным характеристикам зарегистрированных QRS-комплексов.

Кардиоида определяется матрицей координат D , столбцы которой являются координатами вектора дипольного момента:

$$D = \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix}$$

$$D_x = [x(t_1) \ x(t_2) \ \dots \ x(t_N)],$$

$$D_y = [y(t_1) \ y(t_2) \ \dots \ y(t_N)],$$

$$D_z = [z(t_1) \ z(t_2) \ \dots \ z(t_N)]$$

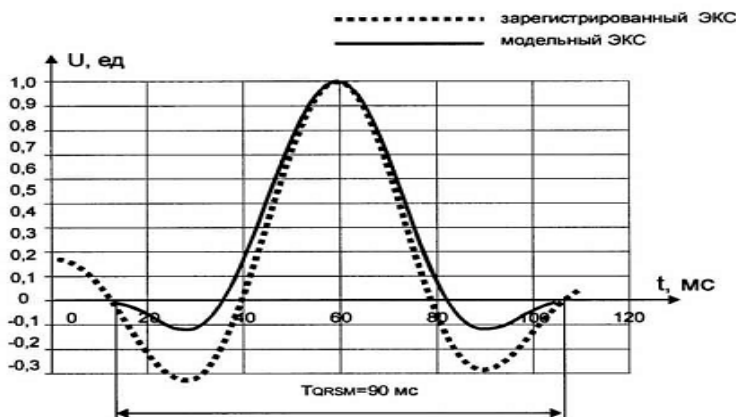


Рисунок 5.3 – Фрагмент зарегистрированного ЭКГ сигнала, содержащий R-зубец и соответствующий фрагмент модельного QRS-комплекса

Координаты по направлениям x и y рассчитываются согласно уравнению кардиоиды в параметрическом виде, третья координата z задается фиксированной и равной нулю, вследствие чего исходная кардиоиды находится в горизонтальной плоскости. Средний дипольный момент исходной кардиоиды направлен вдоль оси OY . Далее при помощи аффинных преобразований производится вращение кардиоиды во фронтальной плоскости на угол α_{QRS} вокруг OX по часовой стрелке (если смотреть с отрицательного направления оси в сторону положительного направления).

Положение оси кардиоиды в пространстве задается в соответствии с углами α_{QRS} , β_{QRS} и γ_{QRS} определяемыми анатомически положением электрической оси сердца. Физиологический предел изменения углов α_{QRS} для электрического генератора сердца – $60 \dots 120^\circ$. Вращение траектории вектора дипольного момента в

пространстве производится путем последовательного умножения матрицы координат вектора дипольного момента на матрицы вращения:

$$D(\alpha, \beta, \gamma) = A_3(\alpha) \cdot [A_2(\beta) \cdot [A_1(\gamma) \cdot D]]$$

$$A_1(\gamma) = \begin{pmatrix} \cos \gamma & 0 & -\sin \gamma \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \gamma & 0 & \cos \gamma \end{pmatrix} \text{— матрица вращения вокруг OY;}$$

$$A_2(\beta) = \begin{pmatrix} \cos \beta & -\sin \beta & 0 \\ \sin \beta & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \text{— матрица вращения вокруг OZ;}$$

$$A_3(\alpha) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & -\sin \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \text{— матрица вращения вокруг OX.}$$

Для проверки адекватности предложенной модели распространения электрического возбуждения в желудочках сердца сравниваются фрагменты опорных ЭКГ сигналов, зарегистрированных в трех стандартных отведениях, и фрагменты сигналов, полученных при помощи модели (модельные сигналы). В качестве зарегистрированных сигналов используются сигналы общедоступной базы ЭКГ сигналов, предоставленной Массачусетским Технологическим университетом (США) (www.physionet.org). Данные сигналы получены при помощи многоканального ИП биоэлектрической активности сердца, имеющего стандартные характеристики (число каналов: 15; полоса пропускания биосигнала: 0 – 250 Гц; разрешение АЦП: 16 бит; частота дискретизации: 1000 Гц).

Для выборки данных QRS-комплексов было вычислено значение угла α_{QRS} . Для данного значения α_{QRS} были рассчитаны модельные QRS-комплексы, причем угловая скорость вращения вектора дипольного момента была выбрана таким образом, чтобы длительность модельных QRS-комплексов соответствовала длительности QRS-комплексов зарегистрированных сигналов. Затем было произведено совмещение полученных модельных сигналов и опорных сигналов по точке, соответствующей вершине R-зубца

в первом отведении. Фрагменты опорных и модельных сигналов, нормированные по амплитуде, приведены на рисунке 5.4.

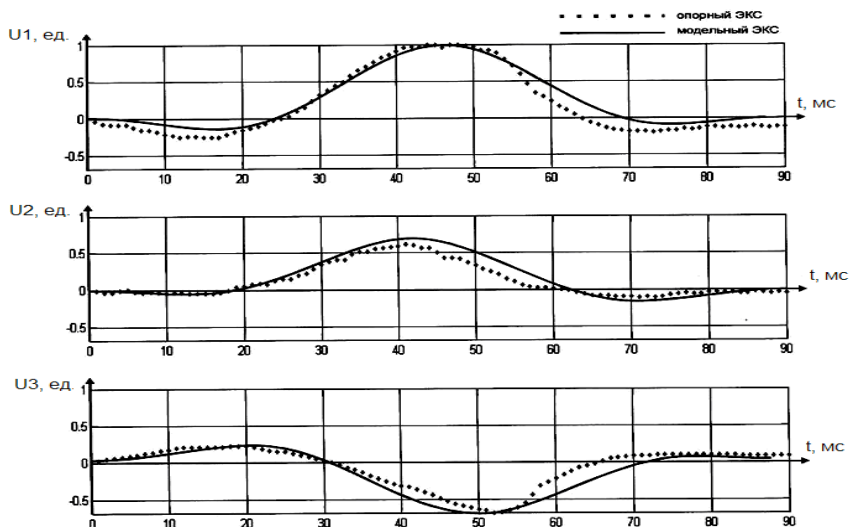


Рисунок 5.4 – Фрагменты опорных ЭКГ сигналов в трех стандартных отведениях, содержащие желудочковый комплекс, и соответствующих фрагментов модельных ЭКГ сигналов

Для количественной оценки соответствия модельных ЭКГ сигналов реальным биосигналам были вычислены метрики реального и модельного сигналов, представляющие собой нормы разностных сигналов:

$$\delta = \frac{\sum_{i=1}^N (U_M[i] - U[i])^2}{\sum_{i=1}^N (U[i])^2} \cdot 100\%$$

Значения метрик для приведенных трех пар сигналов составили: $\delta_1=4,92\%$, $\delta_2=4,41\%$ и $\delta_3=8,72\%$. Таким образом, на основании того, что значения метрик для трех пар ЭКГ сигналов не превысили 10%, можно заключить, что предложенная дипольная модель формирования желудочкового комплекса электрокардиографического сигнала позволяет адекватно описывать биоэлектрическую активность миокарда.

ГЛАВА 6. Анализ погрешностей измерительных преобразователей показателей сердечного ритма

Сердечный ритм является важным физиологическим показателем, отражающим процессы вегетативной, нейро-гуморальной и центральной регуляции в сердечно-сосудистой системе и организме в целом, что определяет неослабевающий интерес к исследованию изменчивости сердечного ритма в норме и патологии для создания диагностических методик в авиакосмической и спортивной медицине, кардиологии, анестезиологии, реаниматологии, неврологии [50 – 52].

В настоящее время большинство исследователей используют термин вариабельность сердечного ритма (ВСР) как обобщающее понятие для всех методов исследования и определения показателей сердечного ритма. Оценка показателей ВСР осуществляется путем анализа изменений длительностей сердечных циклов – кардиоинтервалов (КИ), определяемых как временной интервал между двумя последовательными опорными точками биосигнала, содержащего информацию о параметрах сердечного ритма [50].

К такому роду биосигналов, в частности, относят сигнал артериальной пульсации крови и сигнал биоэлектрической активности сердца – ЭКГ сигнал. В качестве длительности сердечного цикла наиболее часто выбирают длительность R-R интервалов, определяемых посредством цифровой обработки зарегистрированного ЭКГ сигнала. В последнее время все большее распространение получают методы анализа ВСР на основе регистрации и обработки сигналов периферических артериальных пульсаций крови, регистрируемых неинвазивно с помощью сфигмографических или плетизмографических датчиков. В данном случае для определения длительности сердечного цикла (длительности КИ) измеряют длительности межпульсовых или межсистолических интервалов артериальной пульсации крови.

Таким образом, измерительные преобразователи показателей сердечного ритма в настоящее время представлены двумя

классами уже рассмотренных ранее преобразователей, а именно ИП биоэлектрической активности сердца и ИП артериальной пульсации крови.

Для реализации методов анализа ВСР необходимо зарегистрировать биосигнал, измерить длительности КИ и провести математическую обработку динамического ряда полученных значений. Методы анализа ВСР основаны на применении различных методик математической обработки к последовательности значений КИ с целью вычисления показателей ВСР, отражающих состояние сердечно-сосудистой системы человека.

6.1. Методы математического анализа параметров сердечного ритма

Для оценки вариабельности сердечного ритма необходимо зарегистрировать последовательный ряд КИ, измерить их длительности и провести математическую обработку динамического ряда полученных значений. Методы анализа ВСР основаны на применении различных методик математической обработки к последовательности значений КИ с целью вычисления показателей ВСР, отражающих состояние сердечно-сосудистой системы человека.

Наибольшее распространение в клинической практике получили методы временного (статистического) и частотного (спектрального) анализа вариабельности сердечного ритма. В последнее время активно развиваются методы анализа нелинейной динамики сердечного ритма [50, 51].

Статистические методы применяются для непосредственной количественной оценки ВСР за исследуемый промежуток времени. При их использовании сердечный ритм рассматривается как совокупность последовательных временных интервалов. Наиболее важными статистическими последовательности КИ являются:

1) *SDNN* – среднеквадратичное отклонение (выражается в мс) величин КИ за весь рассматриваемый период:

$$SDNN = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (NN_i - \overline{NN})^2},$$

где: NN_i – значение i -го КИ, $\overline{NN}$ – среднее значение длительностей КИ, N – размер выборки КИ.

2) $RMSSD$ – квадратный корень из суммы квадратов разности величин последовательных пар КИ (выражается в мс):

$$RMSSD = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} (NN_{i+1} - NN_i)^2}$$

3) $NN50$ – количество пар последовательных КИ, различающихся более чем на 50 миллисекунд, полученное за весь период записи;

4) $pNN50$ – процент $NN50$ от общего количества последовательных КИ, полученных за весь период записи (выражается в %).

5) CVr – коэффициент вариации, представляющий собой нормированную оценку дисперсии (выражается в %):

$$CVr = \frac{SDNN^2}{\overline{NN}} \cdot 100\%$$

Необходимо заметить, что показатели $RMSSD$, $NN50$, $pNN50$ применяются для оценки коротковолновых колебаний и коррелируют между собой. Показатель $SDNN$ оценивает общую мощность и отражает все циклические колебания в структуре ВСР.

К числу **геометрических методов** прежде всего относится так называемая вариационная пульсометрия. Этот метод был разработан еще в начале 60-х годов применительно к задачам космической медицины и затем получил дальнейшее развитие в физиологических и клинических исследованиях [2, 51].

Сущность вариационной пульсометрии заключается в изучении закона распределения кардиоинтервалов как случайных величин. Последовательность значений длительностей КИ может быть преобразована в геометрическую структуру: распределение плотности длительностей КИ или гистограмму распределения длительностей КИ.

Статистический анализ значений длительностей КИ позволяет наглядно представить закон распределения случайного процесса, которым является ритм сердца, в виде ступенчатой функции – гистограммы, которая может отображаться на дисплее монитора, и описать его набором вычисляемых статистических параметров и диагностических показателей, отражающих активность ВНС.

Для статистической оценки выбирается определенное число значений следующих друг за другом КИ, образующих выборку. Объем выборки N обычно устанавливается в диапазоне 50...250. Однако, как показывают исследования, при выборе $N < 100$ падает статистическая достоверность результатов оценки [51].

Построение гистограммы производится путем сортировки выборки КИ по их длительности. Для этого весь диапазон длительностей КИ разбивается на временные поддиапазоны одинаковой величины t_n . По мере регистрации ЭКГ и измерения длительности КИ подсчитываются количества КИ, попадающие в каждый поддиапазон. Для построения гистограммы в виде ступенчатой функции по горизонтальной оси откладывается длительность КИ, по вертикальной – их количество в соответствующем поддиапазоне (рисунок 6.1).

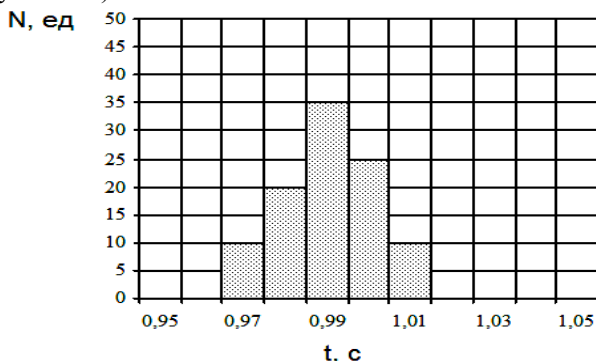


Рисунок 6.1 – Гистограмма распределения КИ здорового человека

Для здоровых людей в состоянии покоя регистрируется нормальная гистограмма, близкая по виду к симметричной гауссовской кривой (рисунок 6.1). Гистограмма получена при следующих параметрах: объем выборки $N_b=100$; амплитуда моды распределе-

ния КИ $A_{mo}=35\%$; значение моды распределения КИ $M_o=0,99$ с; вариационный размах $\Delta X=0,05$ с; величина поддиапазона $t_n=10$ мс.

Существует несколько подходов к определению геометрических показателей ВСР. Одним из основных и наиболее распространенных подходов является непосредственное преобразование параметров геометрической структуры в диагностические показатели ВСР. Наиболее часто используются следующие параметры гистограммы распределения длительностей КИ:

- 1) Мода распределения M – наиболее часто встречающееся в данной выборке значение КИ (выражается в мс). При нормальном распределении и высокой стационарности исследуемого процесса мода распределения мало отличается от математического ожидания;
- 2) Амплитуда моды A_m – доля значений длительностей КИ, соответствующих значению моды, к общему числу КИ (выражается в %);
- 3) Вариационный размах ΔX – разность между максимальным и минимальным значением длительности КИ в выборке (выражается в мс);
- 4) Триангулярный индекс HRV – отношение общего количества КИ к амплитуде моды.

При построении вариационных гистограмм первостепенное значение имеет выбор способа группировки данных. В многолетней практике сложился традиционный подход к группировке кардиоинтервалов в диапазоне от 0,40 до 1,30 с и интервалом в 8 мс [2, 50]. Тем не менее, ряд исследователей используют более крупный интервал группирования – 50 мс [51, 52].

Другим подходом к формированию геометрических показателей ВСР является интерполяция кривой плотности распределения длительностей КИ кусочно-линейной функцией (так называемая треугольная интерполяция) и в вычислении показателя $TINN$. $TINN$ – ширина основания распределения, измеренная как основание треугольника, полученного при аппроксимации гистограммы распределения значений длительностей КИ.

Помимо гистограмм распределения длительностей КИ в анализе ВСР применяют методику построения и анализа скаттерограмм. Скаттерограмма (Lorenz plot) представляет собой графическое изображение пар КИ на двумерной координатной плоскости, по обеим осям которой отложены, соответственно, временные значения предыдущего и последующего интервалов. При построении скаттерограммы образуется совокупность точек, центр которых располагается на биссектрисе. Расстояние от центра до начала осей координат соответствует наиболее ожидаемой длительности сердечного цикла. Величина отклонения точки от биссектрисы влево показывает, насколько данный сердечный цикл короче предыдущего, вправо от биссектрисы – насколько он длиннее предыдущего. Нормальная форма скаттерограммы представляет собой эллипс, вытянутый вдоль биссектрисы [50].

Данный метод предоставляет возможность качественного анализа временной структуры ВСР, тем не менее, можно использовать следующие количественные показатели:

- 1) длина основного (без экстрасистол и артефактов) “облака” – длинная ось эллипса L , соответствующая вариационному размаху. По физиологическому смыслу этот показатель не отличается от SDNN, т.е. отражает суммарную мощность регуляции ВСР, но при этом указывает на максимальную амплитуду изменения длительностей КИ;
- 2) ширина скаттерограммы w – перпендикуляр к длинной оси, проведенный через ее середину;
- 3) площадь скаттерограммы S вычисляется по формуле площади эллипса:

$$S = \frac{1}{4} \pi L w$$

Спектральные методы анализа ВСР получили в настоящее время очень широкое распространение. Применение спектрального анализа сердечного ритма позволяет количественно оценить различные частотные составляющие колебаний ритма сердца и получить наглядное графическое представление о соотношениях

спектральных компонент сердечного ритма, отражающих активность определенных звеньев регуляторного механизма [53]. Анализ спектральных параметров дает информацию о распределении мощности в зависимости от частоты изменения длительностей КИ во времени, при этом полагается, что эти колебания носят гармонический характер, обусловленный физиологической природой процессов регуляции сердечного ритма [50, 53, 54].

Различают параметрические и непараметрические методы спектрального анализа. К первым относится авторегрессионный анализ, ко вторым – методы на основе применения преобразований Фурье. Обе эти группы методов дают сравнимые результаты [50].

Использование авторегрессионного анализа требует создание определенной модели, соответствующей анализируемому объекту. К преимуществам параметрического метода можно отнести:

- 1) более гладкий вид зависимости спектральной плотности мощности от частоты,
- 2) достаточно точная оценка спектральной плотности мощности даже при малом количестве КИ.

Основным недостатком параметрических методов является необходимость верификации выбранной модели и ее сложность (высокий порядок модели) и принципиальная невозможность сравнивать результаты анализа ВСП, полученные с помощью разных моделей.

В современной клинической практике наибольшее распространение получили непараметрические методы спектрального анализа. К преимуществам таких методов относят простоту используемого алгоритма (в большинстве случаев это быстрое преобразование Фурье) и быстроту вычислений [51].

Рассмотрим основные этапы реализации непараметрического спектрального анализа ВСП. Исходная последовательность значений длительностей КИ представляет собой временную функцию с нерегулярными отсчетами. Для корректного осуществления Фурье-преобразования, необходимо провести аппроксимацию от-

счетов с помощью гладких функций с последующей дискретизацией [50, 54]. Для реализации данного шага наиболее часто применяют интерполяцию с помощью полиномов или сплайнов разной степени. Заметим, что спектральная плотность мощности будет зависеть как от интервала дискретизации, так и от метода интерполяции.

На следующем этапе необходимо полученную временную функцию умножить на сглаживающее окно. Основное назначение этой процедуры заключается в уменьшении величины спектрального смещения. В качестве сглаживающего окна наиболее часто применяют окно Хана, Хеннинга, Хемминга и пр. [3].

Заключительным шагом является нахождение дискретного преобразования Фурье (ДПФ) от полученной временной функции. В качестве алгоритма ДПФ для увеличения скорости выполнения математических операций, особенно в системах мониторинговой оценки, используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). На рисунке 6.2 приведены (сверху вниз) типовые зависимости длительностей КИ от времени и спектральной плотности мощности от частоты соответственно.

Одним из альтернативных методов выполнения преобразования Фурье является получение периодограмм Уэлча. Суть этого метода заключается в том, что исходная последовательность КИ разбивается на несколько сегментов с 50% перекрытием, затем ДПФ применяется к каждому сегменту отдельно, результирующая величина спектральной плотности мощности получается в результате усреднения по всем сегментам [54].

Также известен способ определения спектральной мощности без предварительного осуществления процедуры аппроксимации нерегулярных отсчетов последовательности КИ – использование метода периодограмм Ломба (Lomb) [55]. Однако было установлено, что адекватная интерполяция и последующее преобразование Фурье являются более эффективными [56].

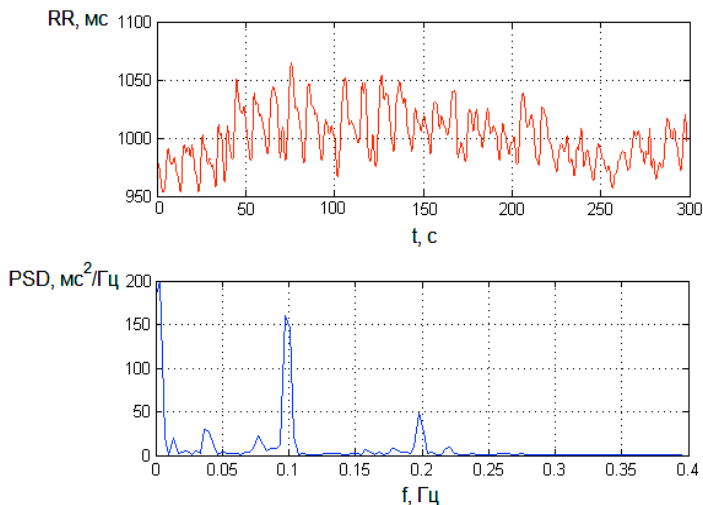


Рисунок 6.2 – Сверху вниз: зависимость длительностей КИ от времени, зависимость спектральной мощности от частоты

При спектральном анализе ВСП важное значение имеет длительность анализируемой выборки. При коротких записях (5 минут) выделяют три главных спектральных компоненты. Эти компоненты соответствуют диапазонам дыхательных волн и медленных волн регуляции 1-го и 2-го порядка [50, 51]. В западной литературе соответствующие спектральные компоненты получили названия высокочастотных (High Frequency – HF), низкочастотных (Low Frequency – LF) и очень низкочастотных (Very Low Frequency – VLF).

Данные спектральные компоненты, согласно существующим стандартам, имеют следующие диапазоны частот [50]:

- HF высокочастотный диапазон (дыхательные волны) – 0,15–0,4 Гц;
- LF низкочастотный диапазон (медленные волны 1-го порядка) – 0,04–0,15 Гц;
- VLF очень низкочастотный диапазон (медленные волны 2-го порядка) – 0,003–0,04 Гц.

При анализе длительных записей (от нескольких часов до 24 часов) выделяют также и ультранизкочастотный компонент – Ultra Low Frequency (ULF) с частотами меньше 0,003 Гц.

Спектральными диагностическими показателями являются общая спектральная мощность во всех диапазонах, мощности спектральных составляющих в указанных диапазонах и их соотношение, характеризующее динамику изменения ВСР и баланс регуляции автономной нервной системы [57].

Комплексное взаимодействие разнообразных факторов, оказывающих влияние на сердечный ритм, обуславливают нелинейный характер изменений его показателей. Для их описания применяются методы нелинейной динамики, в частности фрактальный анализ временных рядов, оценивающий меру сложности представленных данных. Установлено, что определенную долю во временной структуре сердечного ритма составляют непериодические хаотические компоненты, имеющие фрактальную природу. В частности, было показано, что изменение степени выраженности шумовых компонентов в структуре ритма сердца связано с повышенным риском внезапной сердечной смерти [58].

В настоящее время для оценки нелинейной динамики сердечного ритма наиболее часто используются следующие показатели: показатель Херста, определяемый на основе применения метода нормированного размаха (RS-анализ) и характеризующий отношение силы тренда (детерминированный фактор) к уровню шума (случайный фактор); показатель флуктуации, показатель затухания спектральной плотности мощности, определяемый на основе спектральных преобразований; размерность Хаусдорфа и ряд других.

Вычисление показателя Хёрста производится по следующей схеме:

- 1) на первом этапе вычисляется набор отклонений от среднего значения следующим образом:

$$X_{M,N} = \sum_{i=1}^M (X_i - \overline{X_N})$$

где: N – ширина окна, в пределах которого вычисляется отклонение от среднего, изменяющаяся от 2 до значения, равного длине исходной последовательности X , M – переменная, изменяющаяся от 1 до $N-1$, $\overline{X_N}$ – среднее значение исходной последовательности, определенное по N элементам. На каждой итерации получается $N-1$ значений $X_{M,N}$.

2) далее вычисляется размах отклонения R :

$$R = \max(X_{M,N}) - \min(X_{M,N})$$

3) на следующем этапе размах отклонения R нормируется делением на стандартное отклонение S , которое вычисляется по N значениям исходной последовательности.

4) далее строится график зависимости $\log(R/S)$ от $\log(N)$;

5) полученная логарифмическая зависимость аппроксимируется линейным полиномом и определяется угол наклона аппроксимированного графика к оси абсцисс. Тангенс данного угла наклона численно равен показателю Херста.

Одним из наиболее перспективных показателей нелинейной динамики является коэффициент флуктуации, определяемый с помощью флуктуационного анализа с устранением трендов (в англоязычной литературе DFA: Detrended Fluctuation Analysis). Проведенные физиологические исследования показали, что данный показатель обладает высокой прогностической чувствительностью в задачах кардиологической диагностики.

Метод DFA позволяет проводить изучение структуры различных процессов, в том числе и нестационарных, с точки зрения статистического самоподобия. Для количественного описания сердечного ритма как фрактальной структуры необходимо определить характеристику самоподобия – показатель флуктуации α .

Алгоритм вычисления показателя флуктуации α для анализа нелинейной динамики последовательности R-R интервалов включает в себя следующие этапы [58]:

1) на первом этапе из временной последовательности интервалов X_i составляют кумулятивную сумму X_t следующим образом:

$$X_t = \sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X})$$

где: $\bar{X}$ – среднее значение элементов последовательности, N – общее количество элементов последовательности интервалов.

2) на следующем этапе кумулятивная сумма X_t разбивается на временные окна равной длины L ; для каждого временного окна составляется интерполяционный полином, в случае использования метода DFA первого порядка это линейный полином Z .

3) затем для каждого временного окна вычисляется среднеквадратичное отклонение F по формуле:

$$F = \left[\frac{1}{L} \sum_{j=1}^L (X_{t,j} - Z_j)^2 \right]^{0,5}$$

4) Этапы вычисления 2 и 3 повторяются при различных размерах временного окна L .

5) Определяют характеристический показатель (показатель флуктуации первого порядка) зависимости $F(L)$ как отношение логарифмов изменения F в зависимости от изменения L .

Быстродействие современных вычислительных устройств (микропроцессорных устройств, однокристальных ЭВМ) позволяет наблюдать изменения отображаемых показателей ритма сердца на дисплее в реальном времени, что обеспечивает оперативное слежение за динамикой изменения сердечного ритма.

В результате математического анализа ритма сердца методом вычисляются приведенные выше показатели ВСП, на основе которых затем формируются диагностические показатели, характеризующие состояние сердечно-сосудистой системы.

Известно, что изменения показателей ритма сердца при стрессе наступают раньше, чем появляются выраженные биохими-

ческие и гормональные сдвиги, так как реакция нервной системы обычно опережает действие гуморальных факторов. Это позволяет путем наблюдения за показателями активности автономной нервной системы своевременно корректировать состояние человека и предупреждать появление выраженных проявлений стрессовой реакции или развитию кардиологических патологий.

Формирование диагностических показателей ВСП затруднено без соответствующих инструментальных средств, доступных широкому кругу клиницистов, однако появление в последние годы автоматизированных кардиомониторов и компьютерных средств обработки биосигналов решает эту проблему. При использовании мониторных приборов контроля сердечного ритма оценка состояния пациента может производиться путем контроля величин вычисляемых в приборе и индицируемых диагностических показателей [2, 27].

6.2. Методика оценки погрешностей измерительного преобразователя показателей сердечного ритма

Важным этапом исследования ИП показателей сердечного ритма является анализ погрешностей измерения длительностей межпульсовых и R-R интервалов, иными словами кардиоинтервалов (КИ) – временных интервалов между двумя последовательными характеристическими точками сигнала. Точное измерение длительностей КИ необходимо для эффективного определения диагностических показателей состояния сердечно-сосудистой системы человека.

Одной из основных характеристик обнаружителя характеристических точек биосигналов и всего ИП биосигналов сердечного ритма является погрешность измерения длительностей КИ, которая может стать источником погрешности определения показателей ВСП и, как следствие, снизить эффективность определения состояния сердечно-сосудистой системы человека. Другими составляющими погрешности являются методические факторы, например, для спектральных показателей, это погрешности, возни-

кающие при интерполяции зарегистрированной выборки КИ с неэквидистантными отсчетами в последовательность длительностей КИ с равномерными отсчетами во времени, а также выбор параметров регистрации биосигналов [59].

В настоящее время вопросы минимизации погрешностей ИП биосигналов сердечного ритма, обусловленных погрешностью обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови, остаются недостаточно исследованными. Основным требованием, которое предъявляется к средствам обнаружения характеристических точек биомедицинских сигналов является возможность эффективной работы в условиях помех высокой интенсивности и сильной изменчивости формы сигнала. Эффективное обнаружение характеристических точек биомедицинских сигналов осложнено артефактами и помехами, обусловленными движениями и дыханием пациента, а также воздействием инструментальных погрешностей измерительной аппаратуры.

При снижении точности измерения длительностей КИ увеличивается погрешность определения показателей ВСР, возникают ограничения на выбор параметров выборки данных, в частности, на величину объема выборки, так как с ростом погрешности измерений корректными становятся оценки для относительно больших выборок, что может затруднить экспресс мониторинг состояния или сделать некорректным использование спектральных оценок в силу того, что биосигналы обладают значительной нестационарностью на длительных интервалах регистрации.

Повышение точности определения показателей ВСР требует уменьшения погрешности ИП биосигналов сердечного ритма, однако, необоснованное увеличение точности измерительных средств приводит к удорожанию аппаратуры. Разработка ИП показателей сердечного ритма требует выработки критериев точности ИП, основанных на оценке влияния погрешности ИП на характеристики диагностических показателей.

Исследование влияния погрешностей ИП на точность определения показателей ВСР осуществляется путем формирования

модельных последовательностей КИ, соответствующих заданным значениям показателей сердечного ритма [59].

Рассмотрим методику оценки погрешности определения спектральных показателей ВСП.

Математическую модель зависимости изменения длительностей КИ от времени можно представить в виде гармонического колебания, что соответствует большинству современных представлений о структуре сердечного ритма и происходящих процессах регуляции [51, 52].

$$PP(t) = PP_0 \cdot [1 + C_1 \sin(2\pi f_1 t) + C_2 \sin(2\pi f_2 t)] \quad (6.1)$$

где: PP_0 – среднее значение длительности КИ; C_1, f_1 – коэффициент изменения и частота изменения длительностей КИ под действием факторов регуляции парасимпатического отдела автономной нервной системы, соответственно; C_2, f_2 – коэффициент изменения и частота изменения длительностей КИ под действием факторов регуляции симпатического отдела автономной нервной системы, соответственно. Значение частот f_1 и f_2 находятся в пределах диапазона физиологической адекватности, для f_1 этот диапазон составляет $[0,14 - 0,4]$ Гц, для f_2 – $[0,04 - 0,14]$ Гц [50].

В качестве спектрального показателя ВСП, оценивающего состояние сердечно-сосудистой системы человека, выберем наиболее распространенный показатель общей спектральной мощности последовательности длительностей КИ [51, 54, 56].

Величину погрешности определения общей спектральной мощности последовательности длительностей КИ будем оценивать как относительное отклонение значения общей спектральной мощности, определяемой для модельной последовательности КИ, формируемых на основе зависимости (6.1), от значения общей спектральной мощности, определяемой для выборок КИ, с учетом влияния различных возмущающих факторов, приводящих к возникновению погрешности определения показателя.

Модель выборки зарегистрированных КИ может быть представлена следующей последовательностью:

$$PP[k]: PP_0 \cdot \{1 + C_1 \sin(2\pi f_1 t_k) \cdot \delta(t - t_k) + C_2 \sin(2\pi f_2 t_k) \cdot \delta(t - t_k)\},$$

$$k = 1 \dots N, \quad t_k = \sum_{j=1}^{k-1} PP_j \quad (6.2)$$

где: t_k – время регистрации k -го КИ, $\delta(t)$ – функция Дирака, N – количество КИ в выборке.

Общая спектральная мощность модельной выборки зарегистрированных КИ определяется следующим образом:

$$S_{PP} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \left| \sum_{k=0}^{N-1} PP(k) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \right|^2; \quad n, k = 0 \dots N-1$$

Процесс формирования модельной выборки зарегистрированных КИ представлен на рисунке 6.3: сплошной линией приведена зависимость изменения длительностей КИ от времени, точками показаны дискретные выборки зарегистрированных длительностей КИ.

Выборки зарегистрированных длительностей КИ (выражение 6.2) представляют собой последовательности с неэквидистантными отсчетами. Для преобразования зарегистрированных выборок КИ в последовательности с равномерными отсчетами во времени необходима аппроксимация отсчетов исходных выборок с помощью гладких функций с последующей дискретизацией [50, 55].

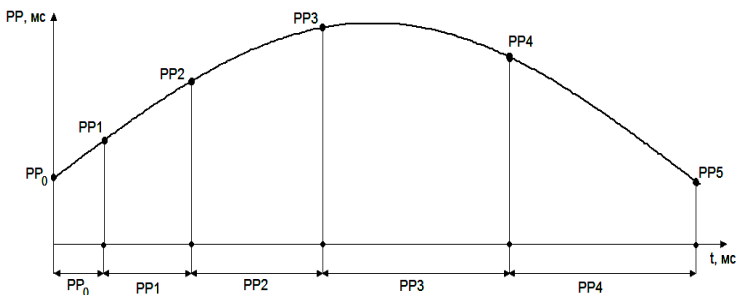


Рисунок 6.3 – Формирование модельной выборки зарегистрированных КИ

Рассмотрим погрешности определения общей спектральной мощности, возникающие из-за преобразования зарегистрированных

ных выборок КИ в зависимости длительностей КИ от реального времени. Погрешность определения в этом случае будет определяться как:

$$\delta_1 = \frac{D_M - D_3}{D_M} \cdot 100\%$$

где: D_M – общая спектральная мощность, определенная для модельной последовательности длительностей КИ, согласно выражению (6.1), D_3 – общая спектральная мощность, определенная для аппроксимированной выборки зарегистрированных КИ.

На рисунках 6.4 и 6.5 приведены зависимости изменения погрешности определения общей спектральной мощности от частоты изменения длительностей КИ f_2 и изменения среднего значения длительностей КИ, соответственно, при различных типах интерполяции. Зависимости получены при следующих параметрах модели: $PP_0=1000$ мс, $f_l=0,2$ Гц; $C_1=C_2=0,03$; $N=1000$.

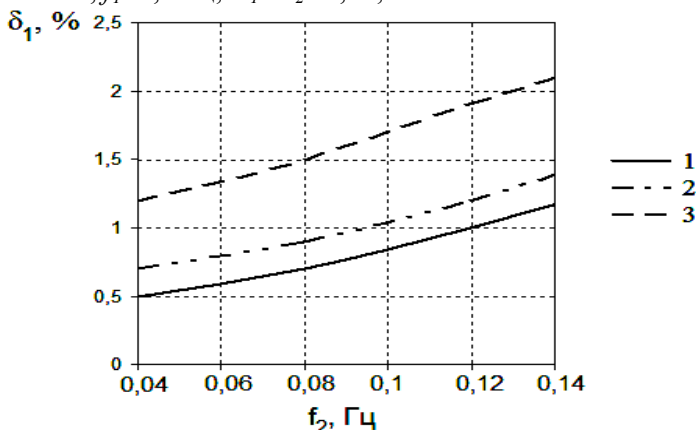


Рисунок 6.4 – Зависимость изменения погрешности определения общей спектральной мощности от частоты изменения длительностей КИ
(1 – интерполяция кубическими сплайнами, 2 – интерполяция квадратичным полиномом, 3 – интерполяция линейным полиномом)

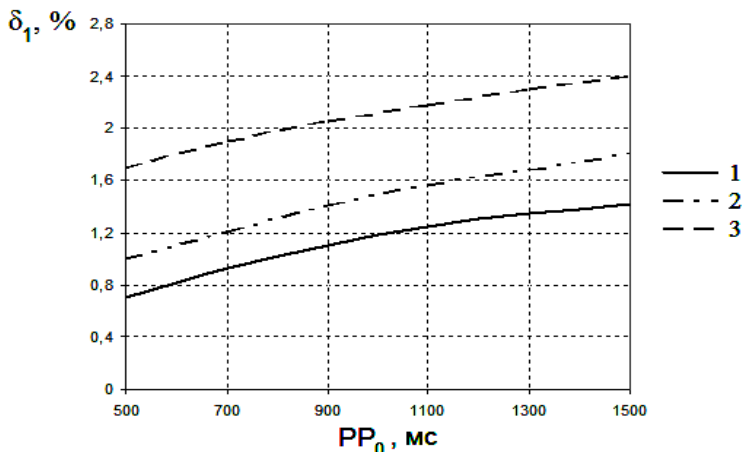


Рисунок 6.5 – Зависимость изменения погрешности определения общей спектральной мощности от среднего значения длительностей КИ (1 – интерполяция кубическими сплайнами, 2 – интерполяция квадратичным полиномом, 3 – интерполяция линейным полиномом)

Анализ полученных зависимостей показал, что погрешность определения общей спектральной мощности зависит от типа применяемой интерполяции, при этом интерполяция с помощью кубических сплайнов обеспечивает наименьшую погрешность. С увеличением частоты изменения длительностей КИ и величины среднего значения длительностей КИ погрешности увеличиваются, при этом в диапазоне изменения параметров модели погрешность определения общей спектральной мощности не превышает единиц процентов.

Рассмотрим влияние выбора параметров регистрации биосигналов на погрешность определения общей спектральной мощности. Для этого оценим влияние выбора различных значений длительности регистрации биосигналов.

Погрешность в данном случае определяется как:

$$\delta_2 = \frac{D_M - D_{\lim}}{D_M} \cdot 100\%$$

где: D_M – общая спектральная мощность, определенная для модельной последовательности длительностей КИ, $D_{\lim}$ – общая спек-

тральная мощность, определенная для ограниченной по длительности выборки КИ.

Зависимость погрешности определения общей спектральной мощности, определенная от длительности регистрации также будет зависеть от частоты изменения длительностей КИ f_2 . На рисунке 6.6 приведены зависимости изменения погрешности определения общей спектральной мощности от длительности регистрации биосигналов при различной частоте изменения длительностей КИ f_2 . Зависимости получены при следующих параметрах модели: $PP_0=1000$ мс, $f_1=0,2$ Гц; $C_1=C_2=0,03$.

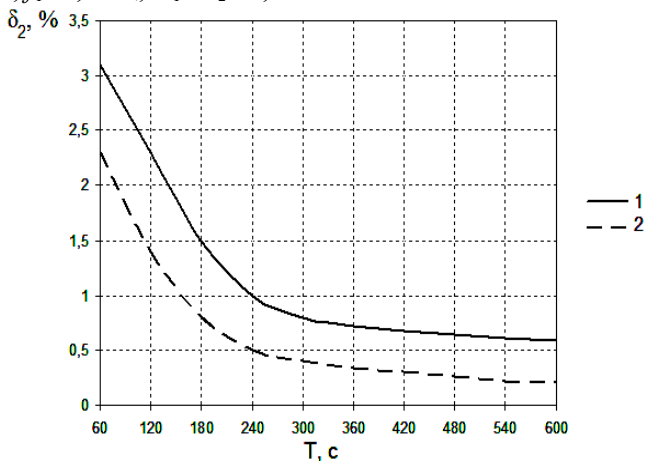


Рисунок 6.6 –Зависимость изменения погрешности определения общей спектральной мощности от длительности регистрации биосигналов,
1 – $f_2=0,04$ Гц, 2 – $f_2=0,14$ Гц

Полученные зависимости показывают, что уменьшение длительности регистрации биосигналов приводит к увеличению относительной погрешности определения общей спектральной мощности. Предъявляемые требования к системам кардиологической диагностики, накладываемые спектральным преобразованием с точки зрения стационарности биосигналов, требуют уменьшения длительности регистрации сигналов.

Необходимость обеспечения требуемой разрешающей способности при спектральном преобразовании и минимизации по-

грешности определения общей спектральной мощности не позволяет использовать малые длительности регистрации биосигналов. При этом заметим, что на определенном интервале дальнейшее увеличение длительности регистрации биосигналов приводит к незначительному снижению погрешности, поэтому наиболее оптимальное значение длительности регистрации находится в интервале 240 – 360 с, что соответствует основным рекомендациям стандарта анализа ВСР по использованию 5-минутной длительности регистрации биосигналов [50].

Для анализа влияния погрешности измерения длительностей КИ на погрешность определения общей спектральной мощности задавалась величина случайной погрешности измерений с характеристиками нормального распределения (математическое ожидание равно нулю, среднеквадратичное отклонение (σ) определялось величиной вносимой погрешности, количество выборок $N=10000$). Погрешность определения определялась как:

$$\delta_3 = \frac{D_m - D_n}{D_m} \cdot 100\%$$

где: D_m – общая спектральная мощность, определенная для модельной последовательности КИ, D_n – общая спектральная мощность, определенная для выборки КИ при добавлении погрешности измерения в значения длительностей КИ.

Для оценки погрешности измерения длительностей КИ использовались квантильные характеристики погрешностей, при которых значение погрешности с заданной доверительной вероятностью P находится внутри интервала неопределенности $\pm \Delta_p$.

Погрешность определения общей спектральной мощности рассматривалась при доверительной вероятности 0,9, так как только в этом случае для наиболее распространенных законов распределения вероятностей она имеет однозначное соотношение со среднеквадратичным отклонением вне зависимости от вида закона распределения. При $P=0,9$ абсолютная погрешность определяется как: $\Delta_{0,9} = \pm 1,6 \cdot \sigma$, где σ – среднеквадратичное отклонение [60].

Зависимости изменения погрешности определения общей спектральной мощности от погрешности измерения длительностей КИ при различных значениях коэффициентов изменения длительностей КИ (C_1, C_2) приведены на рисунке 6.7. Зависимости получены при следующих параметрах выборки длительностей КИ: $PP_0=1000$ мс; $f_1=0,2$ Гц; $f_2=0,1$ Гц.

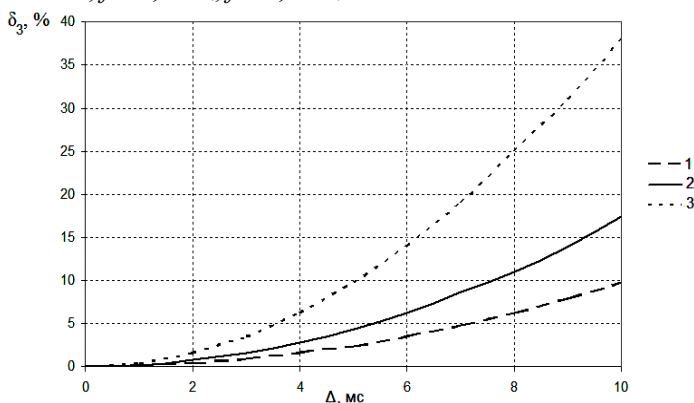


Рисунок 6.7 – Зависимость изменения погрешности определения общей спектральной мощности от погрешности измерения длительностей КИ: 1 – $C_1=C_2=0,03$; 2 – $C_1=C_2=0,02$; 3 – $C_1=C_2=0,012$

Полученные зависимости показывают, что уменьшение допустимой погрешности определения общей спектральной мощности повышает требования к предельной погрешности измерения длительностей КИ. Если ограничить погрешность определения общей спектральной мощности на уровне 10%, то погрешность измерений длительностей КИ не должна превышать 5 мс, что накладывает определенные требования к построению аппаратно-программных средств обнаружения опорных точек биосигналов.

Анализ влияния различных возмущающих факторов на погрешность определения общей спектральной мощности позволил выделить три основных компонента, определяющих значение суммарной погрешности. С учетом того, что эти компоненты являются независимыми случайными величинами, то значение суммарной погрешности определяется по правилам геометрического суммирования [60]:

$$\delta = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2}$$

где: δ – суммарная погрешность определения общей спектральной мощности, δ_1 – погрешность, обусловленная аппроксимацией зарегистрированных выборок КИ, δ_2 – погрешность, обусловленная выбором длительности регистрации биосигналов, δ_3 – погрешность, обусловленная погрешностью определения длительностей КИ.

Таким образом, с учетом проведенного анализа погрешностей можно сделать вывод о том, что основной вклад в величину суммарной погрешности определения общей спектральной мощности вносит погрешность измерения длительностей КИ.

Основными факторами, влияющими на величину погрешности определения временных показателей ВСП, является объем исследуемой выборки КИ и погрешность измерения длительностей КИ. Рассмотрим методику оценки погрешности определения временных показателей ВСП.

В качестве модельной последовательности длительностей КИ последовательность случайных чисел, определяемую как:

$$RR(n) = RR_0 + \gamma \cdot \xi(n)$$

где: RR_0 – среднее значение длительностей КИ из диапазона физиологической адекватности: 500 – 2000 мс, γ – коэффициент активности регуляторных процессов автономной нервной системы, $\xi(n)$ – массив случайных чисел, распределенных по нормальному закону с нулевым средним и единичным среднеквадратичным отклонением.

Проведенные исследования в области математического анализа изменений сердечного ритма показали, что распределение последовательности длительностей КИ, зарегистрированной в течение длительного промежутка времени, описывается нормальным законом распределения [51], иными словами, регуляция ритма сердца со стороны функциональных систем организма является гауссовским процессом. Для людей без выраженных патологий сердечно-сосудистой системы регуляция сердечного ритма пред-

ставляет собой гауссовский процесс, спектральные характеристики которого подобны розовому шуму, при развитии патологий наблюдается снижение активности регуляторных процессов, при этом спектральные характеристики регуляторного процесса становятся подобны броуновскому шуму [58].

Генерирование шумовых процессов осуществлялось в среде компьютерных вычислений MATLAB 7.0 путем фильтрации белого гауссовского шума с помощью цифрового фильтра, частотная характеристика которого аппроксимируется функцией вида $1/f$ для розового шума и $1/f^2$ для броуновского шума, с последующим обратным дискретным преобразованием Фурье для получения последовательности отсчетов во временной области.

В качестве наиболее распространенных временных показателей ВСР рассматривались следующие показатели: SDNN, HRV; для методов анализа нелинейной динамики сердечного ритма: показатель Херста и показатель флуктуации. Методика оценки погрешностей временных показателей ВСР аналогична соответствующей методике, описанной ранее для спектрального показателя ВСР.

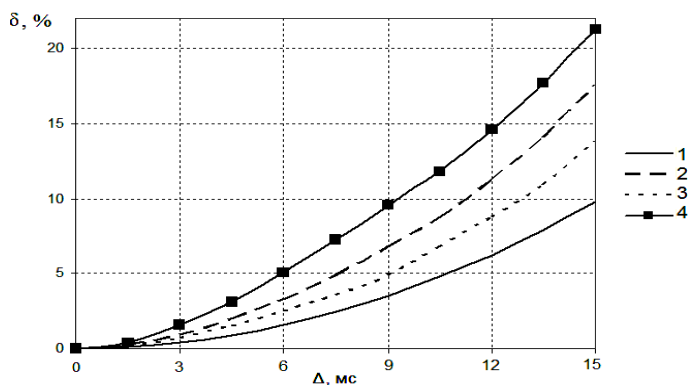


Рисунок 6.8 – Зависимости определения относительной погрешности определения показателей ВСР δ от величины абсолютной погрешности измерения длительностей КИ

На рисунке 6.8 приведены зависимости изменения относительной погрешности определения временных показателей ВСР δ

от величины абсолютной погрешности измерения длительностей КИ Δ (на рисунке показано: 1 – показатель флуктуации α , 2 – $SDNN$, 3 – показатель Херста H , 4 – HRV). Зависимости получены при следующих параметрах модельной последовательности длительностей КИ: $RR_0=1000$ мс, $\gamma=30$ мс; интервал группирования гистограммы распределения длительностей КИ при вычислении геометрического показателя HRV был равен 8 мс [2, 50].

На рисунке 6.9 приведены зависимости изменения относительной погрешности определения показателей ВСП δ от объема выборки КИ N . (1 – показатель флуктуации α , 2 – $SDNN$, 3 – показатель Херста H , 4 – HRV). Зависимости получены при следующих параметрах модельной последовательности длительностей КИ: $RR_0=1000$ мс, $\gamma=30$ мс.

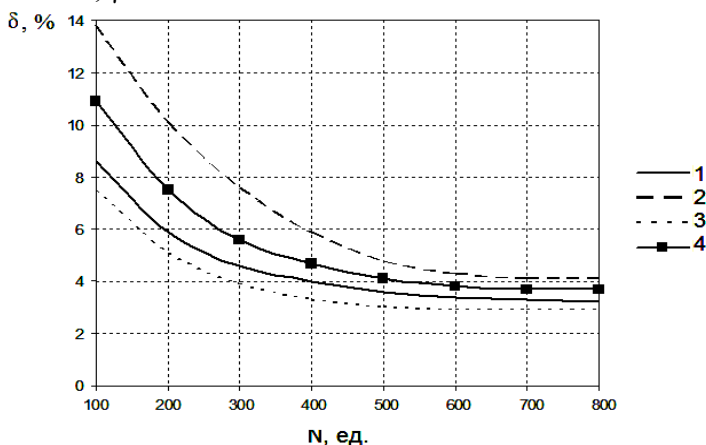


Рисунок 6.9 – Зависимости изменения относительной погрешности определения временных показателей ВСП δ от объема выборки КИ N

Современные стандарты математического анализа ВСП подразумевают проведение 5-минутной регистрации биосигналов сердечного ритма, соответствующий объем выборки КИ в зависимости от средней частоты сердечных сокращений составляет примерно 300 – 600 элементов. В данном диапазоне изменения объема выборки относительная погрешность определения рассматриваемых показателей ВСП не превышает 8%.

Результирующая методическая погрешность определения показателей ВСР будет определяться согласно правилам геометрического суммирования независимых случайных величин, являющихся компонентами результирующей погрешности. При величине абсолютной погрешности измерения длительностей КИ равной 9 мс и объему выборки КИ равному 300 элементов, суммарная относительная методическая погрешность определения показателей ВСР составляет: для показателя флуктуации α 5,8%, для показателя Херста H – 6,3%, для показателя $SDNN$ – 10,2%, для показателя HRV – 11,1%. Таким образом, при воздействии одинаковых методических факторов суммарная погрешность определения показателя флуктуации α является наименьшей среди всех рассмотренных показателей ВСР.

В результате проведенных исследований было показано, что показатели ВСР, определяемые на основе применения методов анализа нелинейной динамики сердечного ритма, предъявляют меньшие требования к точности измерения длительностей КИ и обладают меньшей чувствительностью к сокращению объема выборки КИ, по сравнению с классическими статистическими и геометрическими методами анализа ВСР.

Показатель флуктуации, определяемый на основе применения флуктуационного анализа с устранением тренда, обладает наименьшей чувствительностью к погрешности измерения длительностей КИ, что позволяет рекомендовать флуктуационный анализ сердечного ритма к использованию в портативных кардиомониторах, к которым предъявляются жесткие требования по экономичности и габаритам при невысокой точности измерения длительностей КИ.

Показатель Херста, определяемый с помощью метода нормированного размаха (RS-анализ), наиболее устойчив к сокращению объема выборки, и может быть рекомендован для использования в системах экспресс мониторинга сердечного ритма, когда предъявляются требования к длительности диагностической процедуры.

6.3. Методики детектирования характеристических точек биомедицинских сигналов

Биомедицинские сигналы содержат информацию о физиологических событиях. Фрагмент сигнала, связанный с каким-либо изучаемым событием, часто называют эпохой. Анализ биосигналов для мониторингового наблюдения или диагностики требует идентификации эпох и исследование соответствующих событий. После идентификации физиологических событий осуществляется сегментация и анализ соответствующего фрагмента сигнала с использованием таких характеристик, как амплитуда, форма сигнала (морфологические признаки), длительность, интервалы между идентичными событиями, распределение энергии, спектральный состав и т.д. Таким образом, обнаружение событий является одним из наиболее важных этапов в анализе биомедицинских сигналов.

Для определения диагностического показателя на основе математического анализа параметров сердечного ритма необходимо сформировать временную последовательность длительностей кардиоинтервалов (КИ), определяемых как временные интервалы между двумя последовательными характеристическими точками биосигналов сердечного ритма, характеризующих наступление физиологического события, связанного с сокращением сердечной мышцы в момент систолы.

Для ЭКГ сигнала такой характеристической точкой является R-зубец, определяющий наивысшую степень биоэлектрической активности миокарда во время фазы деполяризации желудочков. Для сигнала периферической артериальной пульсации крови опорной точкой, характеризующей наступление момента сокращения сердечной мышцы, является систолический максимум – точка, соответствующая уровню максимального артериального давления (систолическое давление).

Зачастую выбор характеристической точки продиктован необходимостью обеспечения наилучшего детектирования фрагмента биосигнала, в связи с этим характеристическая точка может не соответствовать моменту наступления физиологического собы-

тия. Например, в качестве характеристической точки биосигналов часто выбирают точку максимума первой производной биосигнала [3].

Как правило, схема обнаружения характеристических точек биомедицинских сигналов формирует выходной импульсный сигнал, положение максимума или фронта которого соответствует положению характеристической точки во времени. Процессу обнаружения характеристических точек часто предшествует их выделение на фоне помех и шумов. В качестве характеристических точек биосигналов выбираются наиболее различимые на фоне помех и шумов. Основным требованием, предъявляемым к средствам обнаружения характеристических точек, является возможность эффективной работы в условиях помех высокой интенсивности и изменчивости формы биомедицинских сигналов.

В общем случае схема обнаружения характеристической точки биомедицинских сигналов включает в себя последовательно соединенные блок предварительной обработки и пороговый детектор.

Первичная обработка биосигналов представляет собой различные этапы цифровой фильтрации для устранения шумов и помех, а также набор амплитудно-временных преобразований исходного биосигнала в форму наиболее пригодную для последующего анализа пороговым устройством.

На стадии предварительной обработки биосигналов наиболее часто используются:

- методы частотной фильтрации;
- фильтрация во временной области,
- методы, основанные на первой производной и нелинейных преобразованиях.

Реже применяются методы, основанные на корреляционной обработке, применении вейвлет-преобразований, сингулярных разложений сигнала и использовании нейронных сетей [61].

Применение полосовой частотной фильтрации на этапе предварительной обработки биомедицинских сигналов позволяет

уменьшить влияние различного рода помех, как физического, так и биологического происхождения [62].

Основными видами помех физического происхождения являются помехи электрической природы, обусловленные воздействием электрических сетей питания, шумами аналоговых элементов измерительного преобразователя биомедицинских сигналов, шумами квантования аналого-цифрового преобразования биосигналов.

К артефактам физиологического происхождения, как правило, относятся помехи, обусловленные дыханием или движениями обследуемого во время регистрации биосигналов, а также любую активность систем организма, не связанную с регистрируемым процессом, но оказывающую влияние на определяемые значения диагностических показателей. Наиболее ярким примером таких процессов может служить миографическая активность периферических мышц при регистрации ЭКГ сигнала.

Дыхательные тренды, присутствующие в сигнале артериальной пульсации крови, искажают изолинию и форму биосигнала. Двигательные артефакты носят случайный характер и приводят к наибольшим искажениям биосигнала. Обработка сигнала артериальной пульсации крови на фоне присутствия двигательных артефактов сталкивается с рядом трудностей, заключающихся в том, что природа появления двигательных артефактов имеет случайный характер, а их частотные компоненты перекрываются с основной полосой частот сигнала артериальной пульсации крови.

В основе принципа линейной частотной фильтрации лежит различие в спектральных характеристиках биосигналов и различного вида помех.

Наличие низкочастотных помех, обусловленных дыханием человека во время регистрации биосигналов, обуславливает необходимость предварительной фильтрации биосигналов цифровыми фильтрами верхних частот (ФВЧ). Дыхательные тренды, присутствующие в большинстве биомедицинских сигналов, искажают изолинию и форму сигнала, что может приводить к неточностям в

определении временного положения опорной точки. В силу того, что максимальная частота дыхания человека не может превышать 0,5 Гц, то одним из способов борьбы с дыхательными помехами является применение цифровой фильтрации с помощью фильтров верхних частот с частотой среза не более 0,5 – 0,7 Гц.

Применение фильтров нижней частоты (ФНЧ) позволяет уменьшить или полностью исключить влияние помех от электрической сети, с основной частотой 50 Гц. Для относительно высокочастотных биосигналов (ЭКГ, ЭМГ сигналы) применения ФНЧ с частотой среза менее 50 Гц может привести к значительному искажению за счет избыточного сглаживанию биосигнала, поэтому в таком случае наиболее целесообразным является режекторная фильтрация, при которой частота среза фильтра точно настраивается на частоту присутствующей в биосигнале помехи электрического происхождения.

Ряд схем обнаружения характеристических точек биосигналов содержат в себе этапы дифференцирования сигнала. Известно, что дифференцирование сигналов приводит к усилению содержащихся в них высокочастотных шумов и помех, которые могут быть обусловлены шумами квантования, а также помехами от электрической сети питания.

Таким образом, на предварительной стадии обработки сигналов необходимо подавление такого рода помех с помощью цифровых фильтров нижних частот (ФНЧ). Последовательно соединенные ФВЧ и ФНЧ образуют полосовой фильтр, частоты среза которого зависят от частотных характеристик исследуемых биосигналов. Применение методов частотной полосовой на начальном этапе предварительной обработки биосигналов обеспечивает снижение погрешностей детектирования характеристических точек.

В качестве цифровых фильтров для предварительной обработки биосигналов наиболее целесообразно использовать фильтр Баттерворта, к преимуществам которого можно отнести максимально плоскую частотную характеристику в полосе пропускания и невысокие требования к вычислительной мощности, что позво-

ляет разработать фильтр высокого порядка, что в свою очередь обеспечивает достаточную крутизну спектральной характеристики.

Для реализации фильтрации во временной области часто используют фильтр скользящего среднего. Применение фильтра скользящего среднего приводит к сглаживанию исходного сигнала, и обычно, используется для устранения ошибок квантования и для устранения высокочастотных шумов в сигнале. Свойства такого рода фильтров полностью определяются шириной окна.

Фильтр скользящего среднего также находит применение для преобразования рассматриваемого биосигнала в более простой сигнал, максимально подходящий для детектирования пороговым устройством. Фильтр скользящего среднего успешно используется для преобразования сигнала артериальной пульсации крови в квазигармонический сигнал, максимумы которого соответствуют временному положению систолического пика с задержкой равной ширине окна. Исследования эффективности использования фильтрации скользящего среднего в задачах обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови показали, что максимальная эффективность преобразования сигнала достигается при ширине окна равной $\frac{1}{4}$ части от частоты дискретизации биосигнала [63].

Применение оператора первой производной к биосигналам позволяет выделить “среднюю” точку переднего фронта сигнала. Как правило, методы, основанные на первой производной, сочетаются с комбинацией различных нелинейных преобразований, после применения оператора первой производной, результат возводится в квадрат, что позволяет улучшить соотношение сигнал/шум и упростить последующий поиск максимумов пороговым устройством в обработанном сигнале [23, 62].

Пороговые устройства выделяют из обработанного сигнала характеристические точки исходного биосигнала. Наибольшее распространение получили адаптивные пороговые детекторы, у которых абсолютное значение порога зависит от амплитуды вход-

ного сигнала, благодаря чему происходит адаптация к нестационарному характеру биосигналов. В частности, значение порога адаптивно определяется как доля от среднего значения амплитуд двух предыдущих обнаруженных пиков.

Существуют методы детектирования характеристической точки с помощью скользящего окна фиксированной длительности, в течение которого происходит обнаружение характеристической точки с помощью пороговой схемы, при этом значение порога обычно устанавливается как доля от максимального значения сигнала в данном окне. Длительность скользящего окна выбирается таким образом, чтобы в течение этого времени в сигнале присутствовала, как минимум одна эпоха физиологического события, например, для биосигналов сердечного ритма ширина окна определяется минимально возможной частотой пульса и обычно составляет 1500-2000 мс. В качестве порога также используются квантильные оценки на основе непараметрических описательных статистик [63 – 65].

Существуют также дополнительные алгоритмы пороговых устройств обнаружения характеристических точек биосигналов, использующие априорную информацию о временных характеристиках исследуемых физиологических процессов. Например, при обработке биосигналов сердечного ритма можно использовать информацию об априорно известных частотных характеристиках сердечного ритма, в частности, наличие рефрактерного периода сократимости сердечной мышцы. После успешного обнаружения характеристической точки биосигнала сердечного ритма, устанавливается период релаксации, в течение которого детектирование следующей характеристической точки не осуществляется. Длительность периода релаксации определяется максимально возможной частотой пульса человека и составляет, как правило, 250–300 мс.

С целью повышения эффективности обнаружения характеристических точек биосигналов могут применяться специальные методы коррекции, позволяющие исключать ложно обнаруженные

характеристические точки. Наиболее простой реализацией такого метода коррекции является исключение характеристических точек, имеющих аномальные амплитудно-временные характеристики. Например, пропуск очередной характеристической точки биосигналов сердечного ритма приводит к появлению аномального значения длительности текущего сердечного цикла, которое необходимо будет исключить из дальнейшего анализа.

Одним из вариантов построения порогового устройства обнаружения характеристической точки биосигналов является одновременная регистрация и совместная обработка двух или более биосигналов, что позволяет увеличить достоверность результатов детектирования физиологических событий. Например, в диагностических системах анализа сердечного ритма синхронная регистрация ЭКГ сигнала и сигнала артериальной пульсации, с последующим определением временного положения о характеристической точки сигнала артериальной пульсации относительно положения соответствующего R-зубца ЭКГ сигнала [23].

Данный метод основан на использовании априорной информации о существовании доверительного временного интервала относительно положения соответствующего R-зубца ЭКГ сигнала, в пределах которого находится характеристическая точка сигнала артериальной пульсации. На основе имеющихся физиологических данных, а также эмпирических исследований взаимного расположения различных характеристических точек сигнала артериальной пульсации и R-зубца ЭКГ сигнала можно предложить доверительный интервал, относительно временного положения R-зубца ЭКГ сигнала, в котором с вероятностью близкой к 1 будет находиться характеристическая точка сигнала артериальной пульсации. Преимуществом данного способа построения схемы обнаружения является высокая точность и эффективность детектирования при малой вероятности ложного обнаружения характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови.

Обнаружитель R-зубцов ЭКГ сигнала

В настоящее время было проведено достаточно большое количество исследований, посвященных построению эффективных схем обнаружения R-зубцов сигнала биоэлектрической активности сердца. С целью обеспечения эффективного обнаружения R-зубца было разработано множество различных алгоритмов, основанных на применении первой и второй производной, методов цифровой фильтрации, применении вейвлет-преобразований, согласованных фильтров и нейронных сетей. Одним из наиболее эффективных методов обнаружения R-зубцов по критерию минимизации погрешности определения временного положения R-зубца является метод Пана-Томпкинса [66, 67].

В данной книге предлагается рассмотреть обнаружитель R-зубцов ЭКГ сигнала, на основе модифицированного метода Пана-Томпкинса, включающий в себя стадии полосовой фильтрации, предварительной обработки и последующего сглаживания сигнала биоэлектрической активности сердца с помощью фильтра скользящего среднего.

На рисунке 6.10 изображена структурная схема обнаружителя R-зубцов сигнала биоэлектрической активности сердца (1 – блок полосовой фильтрации, 2 – блок предварительной обработки, 3 – фильтр скользящего среднего, 4 – блок формирования скользящего окна, 5 – блок формирования порогового уровня, 6 – пороговое устройство, 7 – детектор максимума).

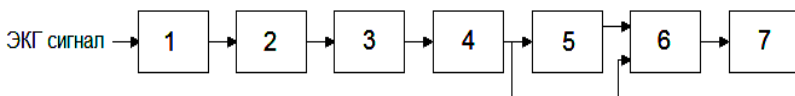


Рисунок 6.10 – Структурная схема обнаружителя R-зубцов ЭКГ сигнала

Полосовая фильтрация сигнала биоэлектрической активности сердца позволяет улучшить соотношение сигнал/шум и повысить достоверность обнаружения R-зубца. Оптимальной полосой пропускания для полосового фильтра при цифровой обработке сигнала биоэлектрической активности сердца в системах монито-

ринга состояния сердечно-сосудистой системы на основе определения параметров сердечного ритма является полоса 2 – 20 Гц [68].

В качестве полосового фильтра наиболее целесообразно использовать фильтр Баттерворта высокого порядка (8-12), к преимуществам фильтров данного типа относится плоская частотная характеристика в полосе пропускания и невысокие требования к вычислительной мощности, а к недостаткам – нелинейная фазовая характеристика и невысокая крутизна частотной характеристики.

Первый недостаток компенсируется на стадии разработки фильтра: сигнал после прохождения фильтра пропускается через него повторно, но в обратном по времени направлении. Второй недостаток нивелируется выбором порядка фильтра, как правило, фильтры Баттерворта 8-12 порядка обладают достаточной крутизной частотной характеристики, что позволяет эффективно подавлять сигнал помехи и не искажать характеристики полезного сигнала [3].

Сигнал после применения процедур предварительной обработки определяется следующим образом:

$$g(k) = \sum_{i=1}^N [x(k-i+1) - x(k-i)]^2 (N-i+1)$$

где: $x(k)$ – сигнала биоэлектрической активности сердца после прохождения полосового фильтра, N – ширина окна, $g(k)$ – сигнал на выходе блока 2.

На стадии предварительной обработки происходит подавление низкочастотных компонентов сигнала биоэлектрической активности сердца, обеспечивается достаточный коэффициент усиления для высокочастотных компонент, появляющихся из-за крутых склонов QRS комплекса. Операция возведения в квадрат делает результат положительным и дополнительно усиливает большие разности, возникающие из-за QRS комплекса, а меньшие разности, обусловленные низкочастотными компонентами сигнала биоэлектрической активности сердца, подавляются.

Дальнейшее сглаживание сигнала выполняется с использованием фильтра скользящего среднего по M точкам:

$$Y(k) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} g(k-j)$$

Выбор ширины окон N и M определяется частотой дискретизации и влияет на величину задержки выходного сигнала относительно исходного сигнала биоэлектрической активности сердца. При выборе слишком большой ширины окна выходные сигналы, связанные с QRS комплексом и низкочастотными компонентами сигнала биоэлектрической активности сердца будут сливаться, в то время как слишком маленькая ширина окна приведет к появлению нескольких максимумов для единственного QRS комплекса, что ухудшит эффективность детектирования R-зубца пороговым устройством.

На последующих этапах происходит определение временного положения максимумов сигнала Y . Для этого формируется скользящее окно длительностью 2 секунды, для каждого окна пороговым устройством определяется величина порога (Lev), как 1/5 часть от максимального значения сигнала в окне, на выход порогового устройства проходят только те отсчеты сигнала, для которых соблюдается условие: $Y(k) > Lev$.

На рисунке 6.11 приведены зависимости изменения сигнала сигнала биоэлектрической активности сердца от времени на различных этапах работы обнаружителя R-зубца. На рисунке 6.11: 1 – исходный ЭКГ сигнал, 2 – сигнал после прохождения полосового фильтра, 3 – сигнал после процедур предварительной обработки, 4 – сигнал после сглаживания фильтром скользящего среднего.

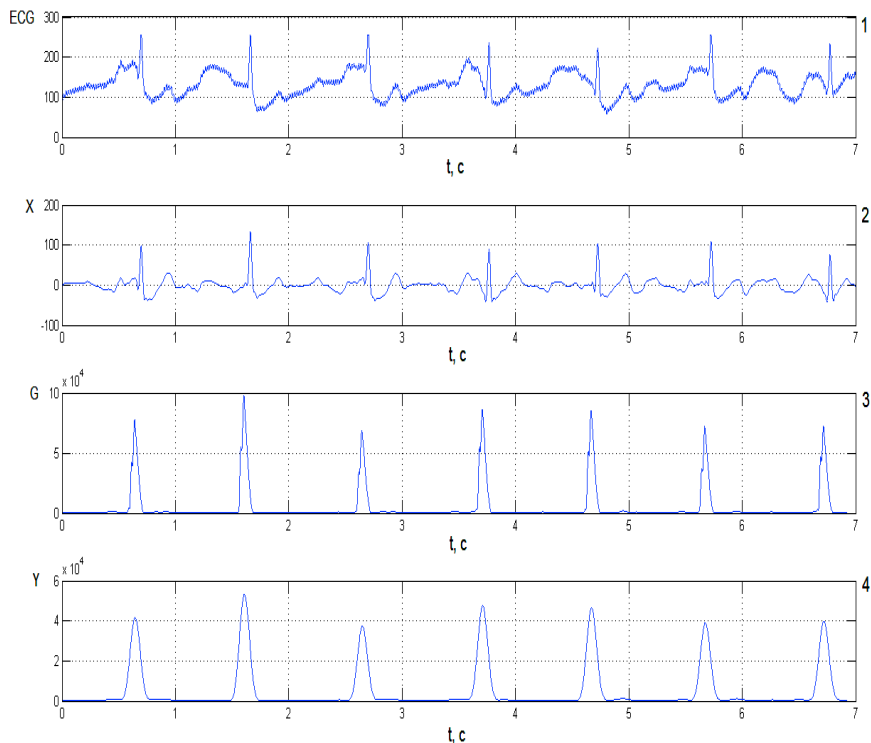


Рисунок 6.11 – Зависимости изменения сигнала от времени на различных этапах работы обнаружителя R-зубца

Максимум сигнала Y фиксируется детектором при одновременном выполнении следующих условий:

$$Y(k) > Y(k+1) \ \& \ Y(k) > Y(k-1)$$

В случае выполнения указанных условий номер отсчета k определяет временное положение R зубца с учетом внесенной временной задержки. Подобным образом, происходит определение временного положения всех R зубцов анализируемого сигнала биоэлектрической активности сердца и формируется массив временного положения R зубцов.

Обнаружение характеристических точек артериальной пульсации крови

Задача построения эффективной схемы обнаружения о характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови является в настоящее время актуальной проблемой. Существующие алгоритмы, использующиеся в мониторах давления и пульсоксиметрах, являются проприетарными и не получают достаточного освещения в научно-технической литературе.

Для обеспечения эффективного детектирования характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови предлагается рассмотреть следующий амплитудно-временной обнаружитель [23]. На стадии предварительной обработки сигнала артериальной пульсации крови применяется операции дифференцирования и нелинейного преобразования сигнала. В данном амплитудно-временном обнаружителе в качестве характеристической точки предложено использовать максимум первой производной сигнала артериальной пульсации крови.

Обнаружение максимума первой производной сигнала происходит на основе трехточечной схемы детектирования на интервале поиска, формируемого временным положением соответствующего R-зубца сигнала биоэлектрической активности сердца. Границы интервала поиска определяются на основе априорных физиологических данных о взаимоположении соответствующих биосигналов, что обеспечивает высокую эффективность детектирования.

В том случае, если одновременная регистрация ЭКГ сигнала невозможна или при обработке сигнала артериальной пульсации отсутствует информация о временном положении соответствующих R-зубцов ЭКГ сигнала, то в качестве схемы порогового детектирования можно использовать схему аналогичную рассмотренной ранее для детектирования R-зубцов ЭКГ сигнала.

На рисунке 6.12 приведена структурная схема предлагаемого амплитудно-временного обнаружителя характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови: 1 – блок полосовой филь-

трации, 2 – блок дифференцирования сигнала, 3 – блок возведения сигнала в третью степень, 4 – блок выделения положительных отсчетов, 5 – блок формирования интервала поиска характеристической точки, 6 – детектор максимума сигнала, 7 – блок измерения длительностей межпульсовых интервалов, 8 – детектор R-зубцов ЭКГ сигнала.

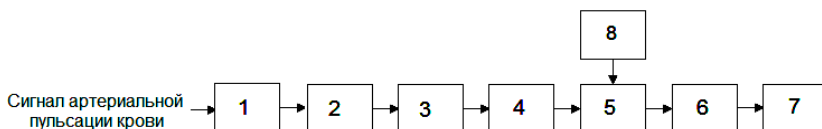


Рисунок 6.12 – Структурная схема амплитудно-временного обнаружителя характеристических точек артериальной пульсации крови

На первом этапе к исходному сигналу артериальной пульсации крови применяется оператор дифференцирования:

$$P(n) = \frac{1}{\Delta_o} [Ppg(n-1) - Ppg(n)]$$

где: n – номер отсчета сигнала, Δ_o – интервал дискретизации сигнала, $Ppg(n)$ – исходный сигнал артериальной пульсации крови,

Далее полученный после дифференцирования сигнал возводится в третью степень, затем из сигнала удаляются отсчеты с отрицательным значением амплитуды.

На рисунке 6.13 приведены зависимости изменения сигнала артериальной пульсации крови от времени на различных этапах работы обнаружителя опорной точки. На рисунке показано: 1 – сигнал артериальной пульсации крови после полосовой фильтрации, 2 – сигнал после дифференцирования, 3 – сигнал после возведения в третью степень, 4 – сигнал после выделения положительных отсчетов.

Выходной сигнал после прохождения всех этапов предварительной обработки попадает на вход схемы детектирования характеристической точки, состоящей из блока формирования интервала поиска характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови, детектора максимума.

Характеристическая точка сигнала артериальной пульсации крови детектируется на фиксированном временном интервале от

положения соответствующего R-зубца: $(t_r+100 \text{ мс} \div t_r+450 \text{ мс})$, где t_r – временное положение R-зубца. Длительность интервала поиска характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови определяется на основе априорной физиологической информации о взаимоположении R-зубца ЭКГ сигнала и характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови.

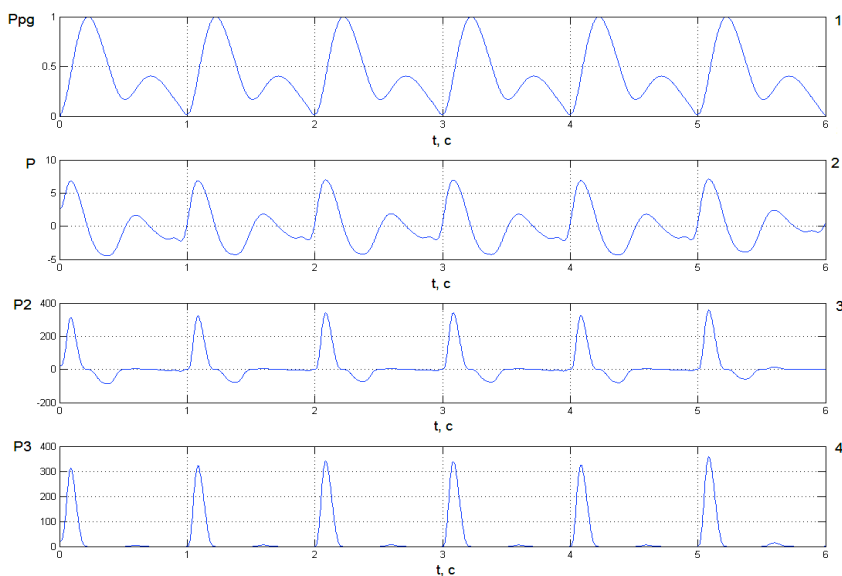


Рисунок 6.13 – Зависимости изменения сигналов от времени на различных этапах работы обнаружителя характеристических точек

Детектор максимума производит определение временного положения максимума первой производной сигнала артериальной пульсации крови на временном интервале поиска при соблюдении следующих условий:

$$P_3(n) > P_3(n+1) \ \& \ P_3(n) > P_3(n-1)$$

При соблюдении указанных условий номер отсчета n определяет временное положение максимума производной сигнала артериальной пульсации крови, принимаемого за характеристическую точку сигнала.

Длительность межпульсового интервала определяется как разность между временным положением двух последовательных характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови.

$$PP(j) = \Delta_\delta \cdot [max(j+1) - max(j)],$$

где: $PP(j)$ – длительность j -го межпульсового интервала, Δ_δ – интервал дискретизации сигнала, max – номер отсчета, являющегося максимумом первой производной сигнала артериальной пульсации крови.

6.4. Анализ погрешностей обнаружения характеристических точек артериальной пульсации крови

Одним из возможных путей исследования методов и средств обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации является моделирование процессов обнаружения и присутствующих возмущающих воздействий [69]. Для исследования средств обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови будем использовать модельные сигналы, полученные на основе предложенной в третьей главе математической модели. Кроме модельных сигналов артериальной пульсации крови необходимо создать модели сигналов помех, присутствующих при регистрации и обработки бисигналов в практических условиях.

Основными помехами, влияющими на эффективность обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови являются:

1) помехи электрической природы, возникающие в усилительном тракте ИП в результате влияния внешних электромагнитных полей, обусловленных работой электрической сети питания; модель таких помех может быть описана выражением:

$$B_1(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t)$$

где: A_1 – амплитуда помехи, обусловленной электрической сетью питания, f_1 – частота электрической сети питания (50 или 60 Гц).

2) помехи физиологического происхождения, обусловленные дыханием пациента (дыхательные помехи), могут быть описаны выражением:

$$B_2(t) = A_2 \sin(2\pi f_2 t)$$

где: A_2 – амплитуда, моделирующая интенсивность дыхательных волн, f_2 – частота дыхания человека (в физиологическом диапазоне адекватности 0,1 – 0,3 Гц).

3) артефакты физиологического происхождения, обусловленные движением пациента (двигательные артефакты).

Проведенные исследования с использованием размещенного на фаланге пальца обследуемого человека датчика акселерометрии с последующим спектральным анализом зарегистрированных сигналов двигательных искажений показали, что частотный диапазон двигательных артефактов, сопровождающих регистрацию сигнала артериальной пульсации крови при различной двигательной активности (ходьба, жестикуляция, бег), составляет от 0 до 4 Гц [70].

Для моделирования сигнала помехи, обусловленного влиянием двигательных артефактов, предлагается использовать аддитивную сумму гармонического сигнала с основной частотой 4 Гц и шумового сигнала определенного уровня с нулевым средним значением, сглаженную окном Хемминга длительностью 10 с, что позволяет имитировать переходные процессы, возникающие в усилительном тракте аналогового блока регистрации сигнала артериальной пульсации крови во время резких движений человека с учетом широкополосной природы двигательных артефактов [70]:

$$B_3(t) = A_3 (\sin(2\pi f_3 t) + \xi(t)) \cdot [0,54 - 0,46 \cdot \cos(2\pi f_4 t)]$$

где: A_3 – амплитуда воздействия, моделирующего перераспределение крови в сосуде, вызванное движениями человека, f_3 – частота гармонического сигнала (4 Гц), $\xi(t)$ – шумовой сигнал, имеющий нулевое среднее и единичное среднеквадратическое отклонение, f_4 – частота обратная длительности окна Хемминга (10 с).

Модель сигнала артериальной пульсации крови с присутствующими шумами и помехами принимается аддитивной.

В состав известных схем обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови входит полосовой фильтр, задачей которого является выделение полезного сигнала на фоне помех и шумов. В задачах регистрации и обработки сигналов артериальной пульсации крови полосовой фильтр необходим для минимизации высокочастотных помех, обусловленных воздействием электрической сети питания на усилительный тракт ИП, и низкочастотных помех физиологической природы, вызванных влиянием дыхания на форму регистрируемого сигнала.

Для определения оптимальных значений нижней и верхней частот среза полосового фильтра будем использовать аддитивный сигнал, состоящий из модельного сигнала артериальной пульсации крови и модельных сигналов помех.

Рассмотрим изменение амплитуд сигнала и помехи при изменении параметров полосового фильтра. В качестве полосового фильтра применяется БИХ фильтр Баттерворта. Для количественного оценивания степени фильтрации сигнала будем использовать коэффициент фильтрации, определяемый как:

$$k_{\phi} = \frac{A'}{A}$$

где: A' – амплитуда сигнала или помехи на выходе полосового фильтра, A – амплитуда сигнала или помехи на входе полосового фильтра.

На рисунках 6.14 и 6.15 приведены зависимости изменения коэффициента фильтрации сигнала и помехи от значений нижней частоты и верхней частоты среза полосового фильтра, соответственно, при различных значениях порядка полосового фильтра M . Зависимости получены при следующих параметрах модели: $f_1=50$ Гц, $f_2=0,3$ Гц, $A_1=A_2=0,5 \cdot A$, где A – нормированная амплитуда модельного сигнала артериальной пульсации крови.

Полученные зависимости показывают, что увеличение нижней частоты среза полосового фильтра приводит с одной стороны к снижению амплитуды сигнала, а с другой стороны к более значительному снижению амплитуды помехи, обусловленной дыха-

нием человека при регистрации биосигналов. Чрезмерное увеличение нижней частоты среза полосового фильтра может привести к искажениям формы сигнала артериальной пульсации крови, что в свою очередь, вызовет увеличение погрешности определения длительностей межпульсовых интервалов. Увеличение верхней частоты среза полосового фильтра приводит к значительному снижению амплитуды помехи электромагнитной природы, вызванной воздействием электрической сети питания на усилительный тракт ИП.

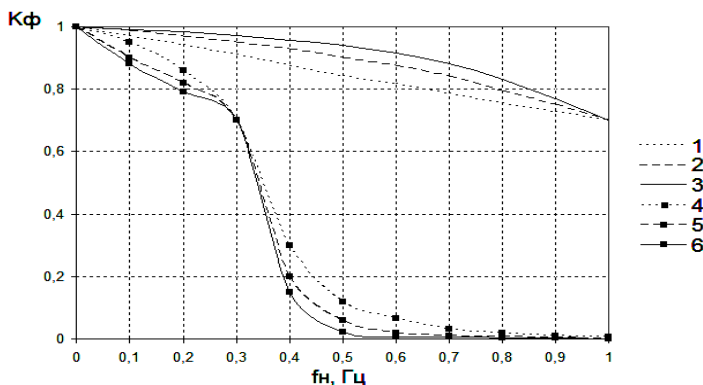


Рисунок 6.14 – Зависимость изменения коэффициента фильтрации от значения нижней частоты среза фильтра (1, 2, 3 – коэффициент фильтрации сигнала при $M=4, 8, 12$ соответственно; 4, 5, 6 – коэффициент фильтрации помехи при $M=4, 8, 12$ соответственно)

Таким образом, на основе анализа полученных зависимостей в качестве оптимального значения нижней частоты среза полосового фильтра выберем значение 0,5 Гц, в качестве значения верхней частоты среза – 15 Гц, при данной полосе частот фильтрации наблюдается значительное ослабление присутствующих помех (не менее 40 дБ ослабления для помех от электрической сети питания и не менее 30 дБ ослабления дыхательных помех) и незначительное ослабление сигнала артериальной пульсации крови (не более 1 дБ).

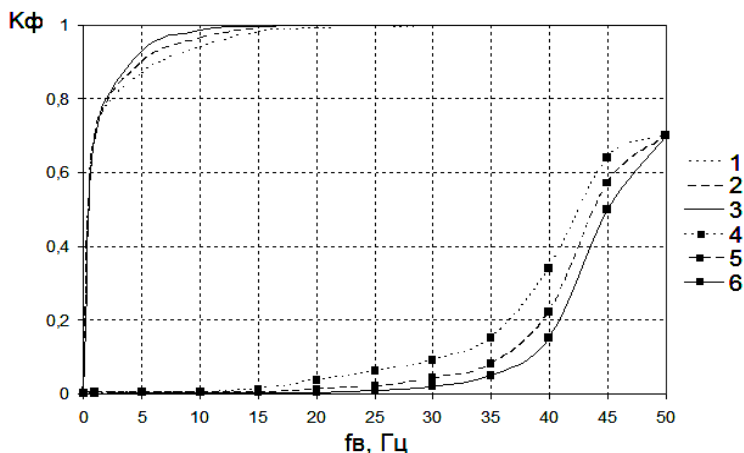


Рисунок 6.15 – Зависимость изменения коэффициента фильтрации от значения верхней частоты среза фильтра (1, 2, 3 – коэффициент фильтрации сигнала при $M=4, 8, 12$ соответственно; 4, 5, 6 – коэффициент фильтрации помехи при $M=4, 8, 12$ соответственно)

Двигательные артефакты, присутствующие при регистрации артериальной пульсации крови, носят случайный характер и приводят к наибольшим искажениям биосигнала. Обработка сигнала артериальной пульсации крови на фоне присутствия двигательных артефактов сталкивается с рядом алгоритмических трудностей, заключающихся в том, что природа появления двигательных артефактов имеет случайный характер, а их частотные компоненты перекрываются с основной полосой частот сигнала артериальной пульсации крови, что затрудняет использование классических методов линейной частотной фильтрации.

В настоящее время перспективным направлением в области обработки биосигналов, искаженных широкополосными шумами и помехами, является фильтрация на основе использования кратно-масштабных вейвлет-преобразований [71]. Очистка сигналов от шума может быть реализована непосредственно удалением детализирующих коэффициентов высокочастотных уровней вейвлет разложений [72].

Дискретное вейвлет преобразование включает в себя стадию декомпозиции сигнала и стадию реконструкции сигнала. Декомпозиция сигнала представляет собой фильтрацию исходного сигнала с помощью низкочастотных фильтров, отсчеты импульсной характеристики которых представляет собой аппроксимирующие коэффициенты, и высокочастотных фильтров, отсчеты импульсной характеристики которых представляют собой детализирующие коэффициенты [72]. После стадии декомпозиции сигнала происходит удаление “шумовых компонент сигнала”, с последующей реконструкцией исходного сигнала, очищенного от шумов и помех.

С целью эффективной реализации цифровой фильтрации сигнала артериальной пульсации крови в условиях присутствия двигательных артефактов предлагается методика на основе использования разложения исходного биосигнала по ортогональным вейвлетам и включает в себя следующие этапы:

1. Вычисление прямого вейвлет-преобразования сигнала (выбор типа вейвлет-функции и числа уровней вейвлет-разложения); тип вейвлета и порядок разложения может существенно влиять на качество фильтрации биосигнала как в зависимости от формы самого сигнала, так и от корреляционных характеристик присутствующих шумов;
2. Задание типа и пороговых уровней фильтрации сигнала по известным априорным данным о характере шумов или по определенным критериям присутствующих шумов в исходном сигнале (выбор алгоритма нахождения порогового значения, выбор пороговой функции, выбор стратегии обработки детализирующих коэффициентов вейвлет-разложения);
3. Модификация коэффициентов детализации вейвлет-разложения в соответствии с установленными условиями фильтрации;
4. Восстановление исходного биосигнала на основе исходных коэффициентов аппроксимации и модифицированных детализирующих коэффициентов с помощью обратного вейвлет-преобразования.

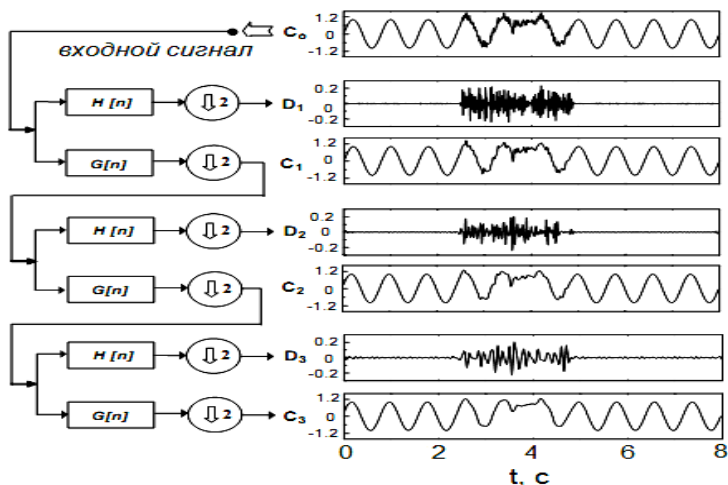


Рисунок 6.16 – Структурная схема обработки сигнала на стадии декомпозиции и зависимости изменения сигналов на различных этапах обработки от времени

На рисунке 6.16 приведена структурная схема декомпозиции сигнала с использованием алгоритма Малла, включающая обработку сигнала высокочастотным и низкочастотным фильтрами и процедуры децимации с фактором 2 ($H(n)$ – импульсная характеристика высокочастотного фильтра, отсчеты которой представляют собой детализирующие коэффициенты вейвлет-разложения, $G(n)$ – импульсная характеристика низкочастотного фильтра, отсчеты которой представляют собой аппроксимирующие коэффициенты вейвлет-разложения), а также зависимости изменения сигнала от времени на различных этапах обработки.

На рисунке 6.17 приведена блок-схема фильтрации сигнала артериальной пульсации крови на основе применения кратномасштабных вейвлет-преобразований ($C_i[n]$ – аппроксимирующие коэффициенты, $D_i[n]$ – детализирующие коэффициенты). На первом этапе обработки осуществляется декомпозиция исходного сигнала, далее детализирующие коэффициенты, полученные на первой стадии разложения, приравняются к нулю, а на последующих стадиях проходят пороговую обработку, на заключительном этапе

осуществляется реконструкция сигнала, включающая в себя процедуры интерполяции с фактором 2 и обратного вейвлет преобразования.

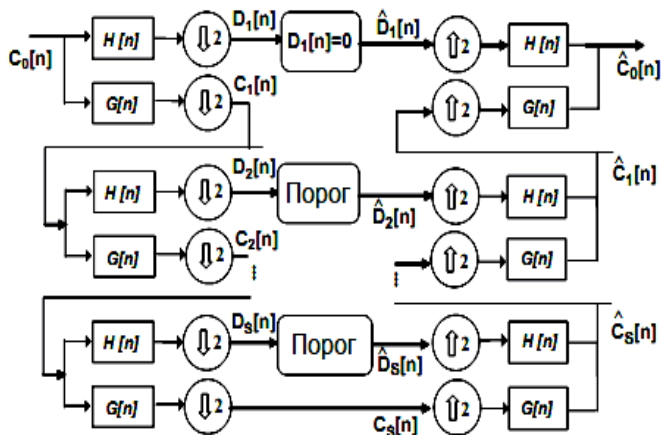


Рисунок 6.17 – Блок схема фильтрации сигнала артериальной пульсации крови на основе применения вейвлет преобразования

Основу предлагаемой методики составляет использование различных пороговых алгоритмов, на основе которых происходит ограничение уровня детализирующих коэффициентов вейвлет преобразования, что приводит к снижению уровня присутствующих в сигнале шумов. Согласно теории вейвлет преобразований, низкочастотные (аппроксимирующие) коэффициенты вейвлет разложения обладают большей энергией сигнала, что делает их более важными для использования на стадии реконструкции. Высокочастотные (детализирующие) коэффициенты вейвлет разложения обладают меньшей энергией сигнала, и зачастую представляют собой шумовые компоненты исходного сигнала [71]. Таким образом, в задачах фильтрации сигнала представляется целесообразным отбросить детализирующие коэффициенты вейвлет разложения, получаемые на ранних стадиях декомпозиции сигнала.

В качестве одного из критериев оценки эффективности фильтрации сигнала артериальной пульсации крови был предложен коэффициент искажения сигнала артериальной

пульсации крови после прохождения описанных этапов фильтрации δ :

$$\delta = \frac{\sum_{i=1}^M [A_f(i) - A(i)]^2}{\sum_{i=1}^M A^2(i)} \cdot 100\%,$$

где: i – номер отсчета сигнала, M – количество отсчетов в рассматриваемых фрагментах сигнала, $A_f(i)$ – отсчет модельного сигнала артериальной пульсации крови после фильтрации, $A(i)$ – отсчет модельного сигнала артериальной пульсации крови свободного от проявления двигательных артефактов.

Выбор оптимальных параметров фильтрации сигнала артериальной пульсации крови осуществляется по критерию минимизации величины коэффициента искажения сигнала в диапазоне изменения отношения сигнал/помеха, оцениваемого следующим образом:

$$K_a = 20 \lg \frac{A}{B},$$

где: K_a – коэффициент отношения амплитуд, характеризующий соотношение амплитуд сигнала и помехи, выраженный в децибелах (дБ), B – нормированная амплитуда сигнала помехи, A – нормированная амплитуда модельного сигнала артериальной пульсации крови.

Выбор оптимального значения глубины разложения S и используемой при фильтрации вейвлет-функции во многом определяется морфологией сигнала артериальной пульсации крови и характером присутствующих искажений. Учитывая гладкую природу рассматриваемых биосигналов наиболее эффективные результаты вейвлет-фильтрации будет обеспечивать использование вейвлетов Добеши – семейства ортогональных вейвлетов, вычисляемых итерационным путем [72, 73].

Оптимальное значение уровня разложения определяется частотным спектром информационной составляющей обрабатываемой

мого биосигнала, которую необходимо сохранить в массиве аппроксимационных коэффициентов. Для практической реализации предлагаемой методики фильтрации использовалась система компьютерных вычислений MATLAB 7.0 с установленным пакетом расширений Wavelet Toolbox.

На рисунке 6.18 приведены зависимости изменения коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови от уровня глубины разложения S для различных вейвлет-функций (зависимости получены при значении коэффициента отношения амплитуд $K_a=8$ дБ; 1 – использование функции Добеши 2-го порядка, 2 – использование функции Добеши 6-го порядка, 3 – использование функции Добеши 8-го порядка).

Анализ полученных результатов показал, что выбор глубины разложения значительным образом влияет на качество фильтрации сигнала артериальной пульсации крови, в то время как выбор вида вейвлет-функции кратномасштабного разложения оказывает незначительно влияние на качество фильтрации, однако, использование вейвлетов Добеши высокого порядка является предпочтительным.

При выборе порогового уровня фильтрации шумовых компонент сигнала артериальной пульсации крови использовались различные критерии, минимизирующие квадратичную функцию потерь для выбранной модели шума. В данной работе использовались следующие алгоритмы нахождения оптимального порогового значения для ограничения детализирующих коэффициентов вейвлет-разложения:

- 1) адаптивный порог на основе алгоритма Штейна несмещенной оценки;
- 2) эвристический порог по методу Штейна;
- 3) фиксированное значение порога, определяемое как:
$$T = \sigma \sqrt{2 \log M}$$
, где: σ – среднеквадратическое отклонение шума, оцениваемое для последовательности детализирующих коэффициентов, M – общее количество отсчетов фильтруемого биосигнала;
- 4) порог, определяемый с помощью минимаксной оценки.

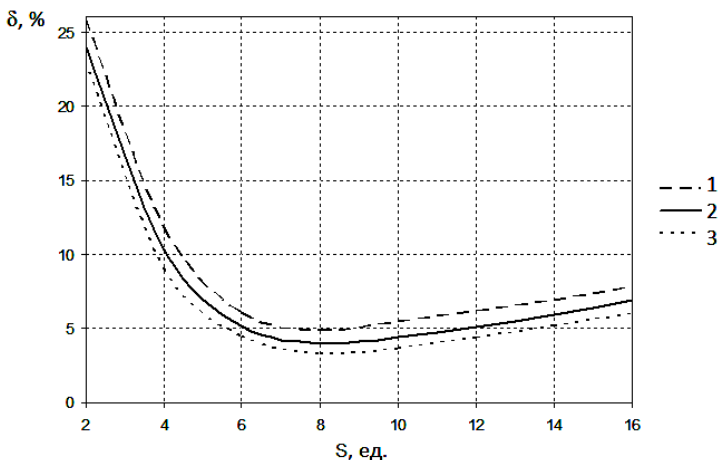


Рисунок 6.18 – Зависимости изменения коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови от уровня глубины разложения S для различных вейвлет-функций

В современных алгоритмах вейвлет-фильтрации широкополосных случайных компонент, присутствующих в информационных сигналах, используется два типа пороговых функций [72, 73]. Различают жесткую пороговую функцию (выражение 1) и мягкую пороговую функцию (выражение 2):

$$y(x) = \begin{cases} x, & |x| \geq T, \\ 0, & |x| < T. \end{cases} \quad (1)$$

$$y(x) = \begin{cases} \text{sign}(x) \cdot (x - |T|), & |x| \geq T, \\ 0, & |x| < T. \end{cases} \quad (2)$$

где: x – входное значение детализирующих коэффициентов, y – выходное значение детализирующих коэффициентов, $\text{sign}(x)$ – функция определения знака числа x , T – значение порога.

Практические исследования показали, что с точки зрения минимизации искажений сигнала артериальной пульсации крови использование мягкой пороговой функции является предпочтительным: средняя величина коэффициента искажения при использовании мягкой пороговой функции в диапазоне изменения коэф-

коэффициента отношения амплитуд 0 – 20 дБ составила 4,4%; жесткой пороговой функции – 6,9%.

На рисунке 6.19 приведены зависимости изменения коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови от изменения коэффициента отношения амплитуд при использовании различных алгоритмов нахождения порогового значения для мягкой пороговой функции, соответственно (1 – фиксированное значение порога, 2 – эвристический порог по методу Штейна, 3 – адаптивный порог на основе алгоритма Штейна несмещенной оценки, 4 – минимаксная оценка оптимального значения порога).

Использование минимаксного метода оценки оптимального значения порога для ограничения детализирующих коэффициентов вейвлет-разложения обеспечивает наименьшую величину искажений биосигнала, а также имеет наименьшую чувствительность к изменению соотношения сигнал/помеха.

Проведенные исследования показали, что применение методов вейвлет-фильтрации для обработки сигнала артериальной пульсации крови является эффективным методом подавления присутствующих двигательных артефактов и позволяет получить выходной сигнал с малыми искажениями относительно идеального сигнала, свободного от влияния аддитивных широкополосных случайных помех.

Оптимальными параметрами фильтрации сигнала артериальной пульсации крови на основе применения кратномасштабных вейвлет-преобразований в условиях присутствия двигательных артефактов с точки зрения минимизации искажений биосигнала являются:

- 1) количество уровней разложения в пределах диапазона 6 – 10;
- 2) использование вейвлетов Добеши высокого порядка (6 – 8);
- 3) использование мягкой пороговой функции;
- 4) применение минимаксной оценки оптимального значения порога ограничения детализирующих коэффициентов.

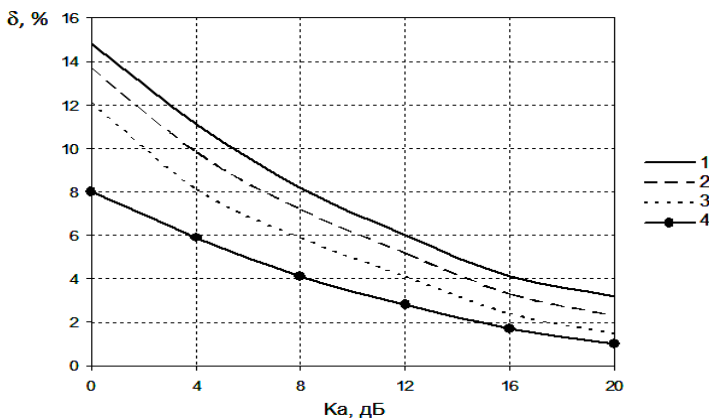


Рисунок 6.19 – Зависимости изменения коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови от изменения коэффициента отношения амплитуд при использовании различных алгоритмов нахождения порогового значения для мягкой пороговой функции

Обнаружение временного положения характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови осуществляется с некоторой ошибкой, обусловленной искажением биосигнала помехами и шумами. Данная ошибка может приводить к возникновению методической погрешности измерения длительностей межпульсовых интервалов, которая снижает точность определения диагностических показателей. В качестве одного из критериев оценки эффективности схемы обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови может быть выбрана методическая погрешность измерения длительностей межпульсовых интервалов от истинного значения при доверительной вероятности $P=0,9$:

$$\Delta_u = 1,6 \cdot \sigma_u$$

где: Δ_u – методическая погрешность измерения длительности межпульсовых интервалов, σ_u – среднеквадратичное отклонение длительности межпульсовых интервалов от истинного значения, определяемое как:

$$\sigma_u = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (PP'(i) - PP(i))^2}{N}}$$

где: $PP(i)$ – истинное значение длительности i -го межпульсового интервала, $PP'(i)$ – измеренное значение длительности i -го межпульсового интервала, N – общее количество межпульсовых интервалов.

Исследуем эффективность обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови для различных вариантов построения схемы обнаружения:

1) **ФСС** – обнаружитель на основе применения фильтра скользящего среднего [61]. На стадии предварительной обработки исходный сигнал артериальной пульсации крови проходит через фильтр скользящего среднего с шириной окна, определенной как $\frac{1}{4}$ часть от частоты дискретизации, характеристическая точка сигнала артериальной пульсации крови соответствует максимуму выходного сигнала фильтра скользящего среднего, который определяется по трехточечной схеме:

$$\max = x(k) : x(k) > x(k+1) \& x(k) > x(k-1)$$

2) **ПФ** – обнаружитель на основе полосовой частотной фильтрации [63]. При этом на стадии предварительной обработки исходный биосигнал проходит через полосовой фильтр Баттерворта 8-го порядка с полосой пропускания 0,7 – 10 Гц, характеристическая точка детектируется с помощью порогового метода как максимум выходного сигнала полосового фильтра по трехточечной схеме. Значение порога определяется как 70-й перцентиль от выборки сигнала в скользящем окне длительностью 10 с.

3) **ПП** – обнаружитель на основе применения оператора первой производной [62]. На стадии предварительной обработки к исходному сигналу артериальной пульсации крови применяется оператор первой производной, определяемой как:

$$y(n) = \frac{1}{8} [2x(n) + x(n-1) - x(n-3) - 2x(n-4)]$$

где: $x(n)$ – исходный сигнал артериальной пульсации крови, $y(n)$ – выходной сигнал.

Далее отсчеты полученного сигнала $y(n)$ возводятся в квадрат. В качестве алгоритма поиска характеристических точек используется адаптивный пороговой метод, значение порога зависит от амплитуды двух предшествующих успешно обнаруженных максимумов следующим образом:

$$Lev(k) = \frac{A(k+1) + A(k)}{5}$$

где: $A(k)$, $A(k+1)$ – амплитуды двух соседних успешно обнаруженных пиков, $Lev(k)$ – адаптивный порог.

Если при данном значении порога в течение 2 секунд не было обнаружено ни одного максимума, то значение порога уменьшается по экспоненциальному закону до такого значения, пока не будет обнаружен, хотя бы один максимум на этом участке.

4) **ABO** – предлагаемый в данной работе амплитудно-временной обнаружитель характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови.

Сравним эффективность описанных обнаружителей характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови в условиях действия физиологических (дыхательных) помех различной интенсивности. Для этого будем использовать аддитивный сигнал, состоящий из модельного сигнала артериальной пульсации крови и модельного сигнала дыхательной помехи. Зависимости получены при следующих параметрах модели: $f_2=0,3$ Гц, амплитуду сигнала помехи будем задавать как долю от нормированной амплитуды модельного сигнала артериальной пульсации крови.

На рисунке 6.20 приведены зависимости погрешности измерения длительности межпульсовых интервалов от изменения коэффициента отношения сигнал/помеха K_a для различных обнаружителей характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови.

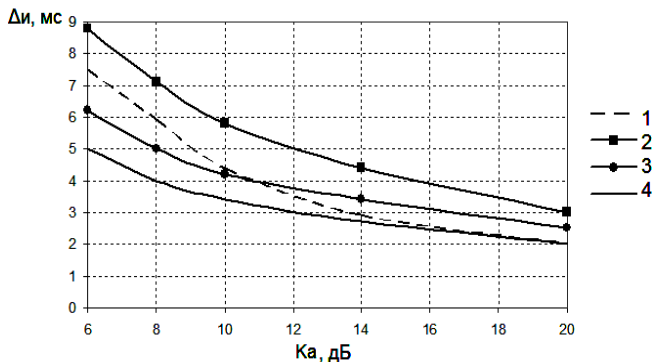


Рисунок 6.20 – Зависимости погрешности измерения межпульсовых интервалов от изменения коэффициента отношения сигнал/помеха K_a для различных обнаружителей характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови (1 – ПФ, 2 – ФСС, 3 – ПП, 4 – АВО)

Как следует из полученных зависимостей, уменьшение коэффициента отношения сигнал/помеха приводит к повышению погрешности измерения длительности межпульсовых интервалов. При этом наименьшей погрешностью измерения длительности межпульсовых интервалов в условиях действия дыхательных помех различной интенсивности обладает разработанный амплитудно-временной обнаружитель.

Наличие низкочастотных помех, обусловленных дыханием человека во время регистрации сигналов артериальной пульсации крови, обуславливает необходимость предварительной фильтрации биосигналов цифровыми фильтрами верхних частот (ФВЧ). Ряд схем обнаружения опорной точки сигналов артериальной пульсации крови содержат в себе этапы дифференцирования сигнала. Известно, что дифференцирование сигналов приводит к усилению содержащихся в них высокочастотных шумов и помех [3, 59], которые могут быть обусловлены шумами квантования, а также помехами от электрической сети питания. Таким образом, на предварительной стадии обработки сигналов необходимо подавление такого рода помех с помощью цифровых фильтров нижних частот (ФНЧ). Последовательно соединенные ФВЧ и ФНЧ образуют полосовой фильтр, частоты среза которого в задачах обра-

ботки сигналов артериальной пульсации крови были определены выше.

Исследуем влияние погрешности измерения длительности межпульсовых интервалов описанными схемами обнаружения характеристической точки сигнала артериальной пульсации в случае предварительной обработки сигнала полосовым фильтром. Параметры модельного сигнала артериальной пульсации крови и присутствующих в нем дыхательных помех такие же, как и в предыдущем случае, полоса пропускания полосового фильтра: [0,5 – 15] Гц, тип фильтра – фильтр Баттерворта 12 порядка.

На рисунке 6.21 приведены зависимости погрешности измерения длительности межпульсовых интервалов от изменения коэффициента отношения сигнал/помеха K_a для различных обнаружителей характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови при использовании полосовой фильтрации на стадии предварительной обработки сигнала.

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать вывод о том, что применение полосовой фильтрации на предварительной стадии обработки биосигнала приводит к уменьшению погрешности определения диагностического показателя для всех обнаружителей характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови, при этом наименьшая погрешность по прежнему достигается при использовании разработанного амплитудно-временного обнаружителя характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови.

Исследуем эффективность схем обнаружения характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови в условиях одновременного присутствия двигательных артефактов и дыхательных помех в исходном биосигнале.

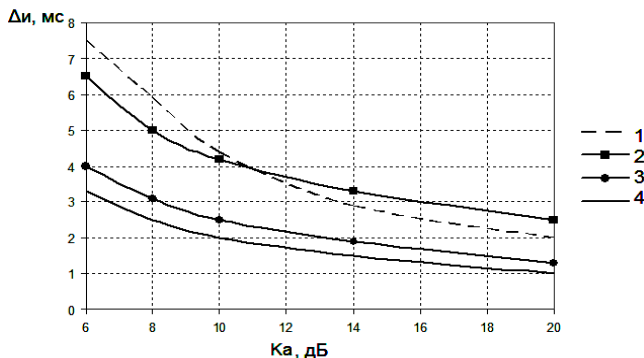


Рисунок 6.21 – Зависимости погрешности измерения межпульсовых интервалов от изменения коэффициента отношения сигнал/помеха K_a для различных обнаружителей характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови при использовании полосовой фильтрации (1 – ПФ, 2 – ФСС, 3 – ПП, 4 – АВО)

Для моделирования сигнала помехи будем использовать аддитивный сигнал, состоящий из модельного сигнала дыхательной помехи и модельного сигнала двигательных артефактов. Параметры модельного сигнала артериальной пульсации крови такие же, как и в предыдущих случаях. Зависимости получены при следующих параметрах модели: длительность регистрации сигналов – 300 с, общее количество отсчетов сигналов $3 \cdot 10^5$, частота дыхательной помехи $f_2=0,3$ Гц, частота гармонического сигнала $f_3=4$ Гц, ширина окна Хемминга 10 с.

На рисунке 6.22 приведены зависимости погрешности измерения длительности межпульсовых интервалов от изменения коэффициента отношения сигнал/помеха K_a для различных обнаружителей характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови в условиях одновременного присутствия двигательных артефактов и дыхательных помех.

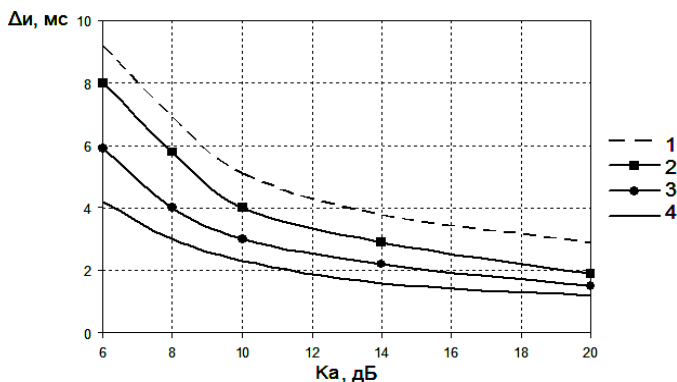


Рисунок 6.22 – Зависимости погрешности измерения межульсовых интервалов от изменения коэффициента отношения сигнал/помеха K_a для различных обнаружителей характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови в условиях одновременного присутствия двигательных артефактов и дыхательных помех (1 – ПФ, 2 – ФСС, 3 – ПП, 4 – АВО)

Полученные зависимости показывают, что присутствие артефактов движения при регистрации биосигналов приводит к значительному увеличению погрешности определения длительности межульсовых интервалов. Наибольшей помехоустойчивостью к данному типу помех обладают схема обнаружения на основе применения оператора первой производной (ПП) и разработанный амплитудно-временной обнаружитель. При этом предлагаемый амплитудно-временной обнаружитель является единственным из всех рассмотренных, который позволяет обеспечить погрешность определения длительностей межульсовых интервалов в пределах допустимого уровня не более 5 мс.

Таким образом, разработанный амплитудно-временной обнаружитель обладает наибольшей эффективностью обнаружения характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови в условиях действия помех различной интенсивности и природы возникновения по сравнению с существующими методами детектирования характеристических точек.

ГЛАВА 7. Измерительные преобразователи электрического импеданса биологических тканей

В современных медицинских системах для диагностических исследований широко используются измерительные преобразователи электрического импеданса органов и тканей, позволяющие получить данные о состоянии организма. ИП электрического импеданса биологических тканей широко используются при построении аппаратуры реографии, реоплетизмографии, а также электроимпедансной томографии, позволяющей оценить параметры системной и периферической гемодинамики.

В последние годы измерения электрического импеданса используются для получения информации о внутренней структуре биологических тканей (определение уровня дегидратации организма человека, определение компонентного состава мышечной ткани, определение состояния клеточных структур). Актуальным направлением использования ИП биоэлектрического импеданса является их включение в состав систем гемодиализа, а также создание приборов для экспресс-определения состава крови. Важным направлением развития указанных ИП является оценка концентрации клеточных суспензий с целью определения состояния жизнедеятельности клеточных суспензий в медицине клеточных технологий.

7.1. Измерительные преобразователи электрического импеданса неоднородных проводников

ИП электрического импеданса используются для измерения модуля, активной и реактивной составляющих импеданса различных объектов. Величина импеданса характеризует электрические свойства исследуемых объектов, в качестве которых могут выступать неоднородные проводники, и используется для изучения их структурного состава, особенностей строения, функциональных параметров [74].

Исследование электрических свойств неоднородных проводников чаще всего производится при пропускании электрического тока через объект исследования. Данная методика широко используется в биологии и медицине для определения структурного состава и физиологических показателей биологических тканей. В этом случае в качестве чувствительного элемента ИП используются контактные электроды. В качестве устройства представления измеряемой величины используются преобразователи измеряемого параметра в ток или напряжение. В качестве выходного преобразователя электрического сигнала используется устройство преобразования аналогового сигнала в цифровой вид. В различных областях биологии и медицины используется информация об электрических свойствах живых тканей в виде составляющих электрического импеданса.

При исследовании кровоснабжения органов (электроплетизмографии) ИП используется для регистрации изменений активной составляющей электрического импеданса. С увеличением притока крови к тканям за счет расширения сосудов снижается величина активной составляющей импеданса. В зависимости от конкретной клинической задачи меняется зона исследования, и, соответственно, место наложения электродов. Поэтому различают электроплетизмографию легких, печени, мозга, сосудов конечностей и др [4].

В том случае, если ИП электрического импеданса имеет несколько пар электродов, причем измерительное воздействие осуществляется попеременно с каждой пары электродов, а измерение импеданса – на остальных парах электродов, тогда на основании полученных измерений может быть составлена диаграмма распределения электрического импеданса ткани, располагаемой под электродами. Посредством тестирующего воздействия на ткань, расчетов и алгоритма реконструкции распределения импеданса составляется импедансная томографическая картина исследуемого участка ткани. По регистрируемому распределению потенциалов путем компьютерной обработки можно реконструировать распределение электрического импеданса внутри тела и далее получить

импедансную картину внутренних органов, имеющую диагностическое значение [75].

Другой областью использования ИП для измерения составляющих электрического импеданса исследуемого объекта на различных частотах является импедансная спектроскопия. В этом случае чувствительные элементы измерительного преобразователя представлены локальными электродами. На основании данных об электрическом импедансе, полученных на разных частотах, можно судить о структурном составе исследуемой ткани.

ИП биоимпеданса используются в схеме гемодиализа для автоматического управления концентрацией рабочей жидкости. В системах гемодиализа с помощью ИП электрического импеданса осуществляется контроль над концентрацией ионов в диализной жидкости.

ИП биоэлектрического импеданса используются для обнаружения микроорганизмов в биологических суспензиях. Изменение импеданса происходит в питательной среде по мере того, как ее химический состав изменяется в результате роста и метаболической активности микроорганизмов. При этом незаряженные или слабозаряженные составляющие питательной среды превращаются в сильнозаряженные конечные продукты: белки метаболизируются до аминокислот, углеводы и жиры до органических кислот. Для ускоренного обнаружения микроорганизмов посредством определения электрического импеданса в микробиологическом анализаторе используется двухэлектродный ИП электрического импеданса.

7.2. Особенности измерения электрического импеданса биологических тканей

Измерение импеданса используется в биологии, во-первых, для характеристики физических свойств исследуемого объекта, во-вторых, для изучения изменений, связанных с функциональным состоянием. При проведении исследований предполагается, что удельная электропроводность биологического объекта в данных

условиях – величина постоянная. Кроме того, данные, полученные при изучении импеданса биологической среды позволяют судить о ее структуре, а метод исследования электрического импеданса позволяет изучать структуру живого вещества, не повреждая ее [74].

Измерение удельного сопротивления различных растительных и животных клеток и тканей показало, что для постоянного тока оно измеряется величинами порядка $10^6 - 10^7$ Ом·м [75]. При исследовании биологических тканей значительная часть постоянного тока проходит по заполняющей межклеточное пространство жидкости, импеданс которой относительно мал. Кроме того, сечение межклеточных промежутков является непостоянной величиной.

Точное определение сопротивления живых клеток и тканей сильно затруднено, из-за чувствительности их к действию электрического тока: у одних – в большей степени, например, у таких легко возбудимых тканей, как нервы и мышцы, у других – в меньшей степени. Этим вызвана необходимость использования в работе малого напряжения, что снижает точность наиболее часто используемого метода мультчастотного сканирования импеданса. Необходимо использование метода, позволяющего осуществлять тестирование биологического объекта в течение малого промежутка времени и позволяющего определить параметры электрического импеданса в широком диапазоне частот.

При пропуске постоянного тока через живые клетки и ткани было установлено, что сила тока не остается постоянной, а сразу же после наложения потенциала начинает непрерывно падать и, наконец, устанавливается на уровне, который во много раз ниже, чем исходный. Это объясняется тем, что при прохождении постоянного тока через биологическую систему в ней возникает нарастающая до некоторого предела электродвижущая сила противоположного направления. Наблюдаемое явление аналогично тому, что происходит в растворах электролитов. Для них характерно явление поляризации, т.е. образование при прохождении

постоянного тока дополнительных зарядов за счет накопления ионов обратного знака [75].

Способность поляризации биологических объектах обусловлена наличием емкостной составляющей импеданса. Поляризационная емкость различных биологических объектов, измеренная при постоянном токе (а также при токе низкой частоты), достигает больших величин – от 0,1 мкФ до 10 мкФ и более [74].

Диэлектрик, не содержащий свободных ионов и не ограниченный изолирующим материалом, обладает такими же диэлектрическими свойствами, как и диэлектрик гетерогенной структуры. Поляризация может возникать в электрическом поле за счет смещения орбитальных электронов атомов. Молекула, в которой «центр тяжести» положительных зарядов не совпадает в пространстве с положением «центра тяжести» отрицательных зарядов, под влиянием электрического поля, приобретает электрический момент (μ) и становится упругим диполем:

$$\mu = e \cdot l$$

где: e – заряд электрона, l – расстояние между электронами.

Следует заметить, что, во-первых, для поляризации такого типа требуются большие напряжения и, во-вторых, величина такой поляризации очень невелика. Больших величин диэлектрическая поляризация достигает при смещении ионов, закрепленных в кристаллической решетке. Обе эти поляризации устанавливаются за очень короткое время: $10^{-6} - 10^{-7}$ с. Для биологических объектов они мало реальны. Однако, косвенные данные говорят о том, что диэлектрическая поляризация в биологических объектах существенным образом связана с дипольными молекулами.

Большинство органических соединений является перманентными диполями, с большим постоянным электрическим моментом, который у крупных молекул белка равен 10^{-16} .

При наложении электрического поля оно может не вызывать изменения расположения зарядов в молекуле, а приводить к ориентации молекул в направлении силовых линий. Согласно теории Дебая, поведение системы, включающей в себя полярные молеку-

лы, определяется временем релаксации, т. е. временем, в течение которого происходит поляризация в результате поворота молекул в электрическом поле. Время релаксации (τ) зависит от величины полярного момента, от вязкости среды, от температуры и приближенно может быть вычислено по формуле Стокса:

$$\tau = 4\pi \cdot \frac{\eta a^3}{kT}$$

где: a – радиус молекулы, k – постоянная Больцмана, T – температура, η – вязкость.

При наложении переменного тока он идет через систему, содержащую диполи, во время поворота последних. Когда кончается поворот, ток перестает идти. Если система содержит и диполи, и свободные ионы, то по окончании поворота ток снизится.

При анализе электрических свойств тканей необходимо учитывать сложность структуры последних. Ткани состоят из клеток, окруженных мембранами, обладающими низкой электрической проводимостью по сравнению с материалом, находящимся внутри клеток и окружающим клетки. Различные клеточные органоиды (ядро, митохондрии и др.) в свою очередь также снабжены мембранами. Раствор окружающий субклеточные компоненты и заключенный внутри них, содержит много макромолекулярных образований. Внутриклеточная и тканевая жидкость содержит также большое количество солей.

При оценке структурного состава биологического объекта большое значение имеет изучение как активной, так и емкостной составляющих импеданса. Считают, что активная составляющая может быть отнесена за счет ионных компонентов и определяется их числом, зарядом и подвижностью. Что же касается плотности поляризационного тока, то она определяется произведением числа диполей на дипольный момент и подвижность молекул.

При определении электропроводности биоструктур очень показательно и методически удобно выражать результаты в виде частотной зависимости тепловых потерь. При наличии общего тока проводимости наблюдается два рода тепловых потерь – поляри-

зационные потери ориентационного происхождения и омические потери. Из векторной диаграммы токов устанавливается величина тангенса угла потерь, измеряемая отношением активного тока к поляризационному. Зависимость тангенса угла потерь от частоты тока при параллельном включении эквивалентных R и C следующая:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega CR}$$

Частота переменного тока, при которой происходит максимальное поглощение мощности электромагнитного поля полярными молекулами, а следовательно, имеет место максимум $\operatorname{tg} \delta$, выражается формулой Дебая:

$$\omega_m = \frac{12kT}{\eta a^3}$$

где: k – константа Больцмана, T – абсолютная температура, a – размер молекул, η – вязкость среды.

По этой формуле можно вычислить размер молекул, релаксирующих на данной частоте. Результаты, показывающие изменение $\operatorname{tg} \delta$ и сдвиг его максимума, могут говорить о процессах полимеризации или деполимеризации молекул живой ткани. Многочисленными исследованиями установлено, что тепловые потери в клетках имеют несколько максимумов. Это говорит о том, что в клетках в поляризационных явлениях принимают участие несколько групп молекул с разными полярными моментами.

Частота собственных колебаний электромагнитного поля, при которой происходит максимальное поглощение мощности, вычисленная для полярных молекул тканей, а именно – для молекул разных белков и молекул воды при комнатной температуре, соответственно равна: для молекул белков – $\omega_m = 6 \cdot 10^7$ Гц ($\lambda = 0,8 - 8$ см), для молекул воды – $\omega_m = 2,8 \cdot 10^{12}$ Гц ($\lambda = 0,3$ см).

По теории Дебая для однородных сред отношение граничных частот, при которых происходит изменение электрических параметров, равно 100. Вследствие неоднородности живых тканей изменение их электрических параметров наблюдается как в обла-

сти дециметровых – метровых волн (резонанс белковых молекул), так и в области сантиметровых волн (резонанс молекул воды).

Обобщение диэлектрических свойств тканей приводит к суммарной частотной характеристике, из которой следует, что при диэлектрических измерениях можно различать три области дисперсии: α –, β –, γ – дисперсии.

α – дисперсия занимает область низких частот звукового диапазона. При таких частотах трудно получить точные значения диэлектрической проницаемости, так как эксперимент сильно затруднен из-за поляризации электродов. В этой области дисперсии приобретает решающее значение эффект поверхностной поляризации частиц (клеток и органоидов окруженных мембранами; коллоидных частиц; молекул белков). Как сплошные, так и окруженные мембраной частицы обнаруживают одинаковые свойства при низких частотах.

Таким образом, наблюдаемая дисперсия обусловлена не свойствами самой мембраны, а свойствами поверхности частиц. По мере увеличения частоты полная поверхностная проводимость увеличивается. Других диэлектрических явлений, которые служили бы источником частотных зависимостей, в этой области, лежащей ниже характеристической частоты полярной дисперсии, не возникает. Это подтверждают измерения, проведенные на альбумине при частоте ниже 100 Гц [74].

β – дисперсия занимает широкую область частот, в которой существует зависимость дисперсии от вида объекта. Вплоть до частот порядка $10^6 - 10^7$ Гц дисперсия в большей мере определяется поверхностной поляризацией. На это дисперсионное явление наслаивается дисперсия, связанная с поляризационными свойствами молекул. Очевидно, максимум потерь в области частот порядка 10^4 Гц обусловлен молекулярными свойствами высокополимерных соединений протоплазмы, а максимум потерь в области более высоких частот — свойствами веществ с меньшими молекулами.

Значения диэлектрической проницаемости тканей зависят от содержания воды в последних. Ткани с большим содержанием воды обладают высокими значениями диэлектрической проницаемости, а ткани с малым содержанием воды – низкими. Значение диэлектрической проницаемости крови примерно на 30% ниже соответствующего значения для воды [74].

Характер дисперсии при частотах выше 1000 МГц удовлетворительно объясняется полярными свойствами молекул свободной воды. Эта третья область дисперсии, лежащая в диапазоне сантиметровых волн, обозначается как γ – дисперсия.

Во избежание поляризационных явлений при определении сопротивления электролитов Кольрауш (Kohlrausch) предложил использовать переменный ток. При исследовании биологических объектов, в частности крови, Гебером [76] было обнаружено изменение импеданса с ростом частоты. Электрический импеданс биологических объектов с ростом частоты уменьшается до некоторой постоянной величины.

Дальнейшие исследования показали, что такой характер свойствен всем живым клеткам и тканям, независимо от различных абсолютных величин сопротивления. Зона дисперсии импеданса обычно варьирует в интервале $10^2 - 10^8$ Гц [76].

Дисперсия импеданса живых тканей является результатом того, что при низких частотах тестирующего тока электропроводность связана с поляризацией, а по мере увеличения частоты поляризационные явления сказываются меньше.

При изучении закономерностей прохождения тока через биологические объекты обычно исходят из того, что импеданс живых клеток является комплексным и определяется активной и емкостной составляющей. Дисперсия импеданса клеток и тканей возникает вследствие уменьшения емкостного сопротивления с увеличением частоты.

При высоких частотах увеличение проводимости клеток и тканей становится незначительным и постоянным, а при частоте порядка $10^6 - 10^8$ Гц имеет место максимальная проводимость –

очевидно, емкостное сопротивление при этом становится минимальным. Импеданс на этой частоте определяется исключительно истинной концентрацией свободных электролитов в клетках. Наличие емкостных свойств биологических объектов подтверждается еще одним важным наблюдением – наличием сдвига фаз между током и напряжением.

Для биологических систем характерна большая величина угла сдвига фаз. Это показывает, что доля емкостного сопротивления в биологическом объекте велика. Биологические объекты являются емкостно-омическими системами, в которых емкость в основном не статическая, а поляризационная. Известно, что в системе со статической емкостью по мере увеличения частоты происходит увеличение проводимости и, следовательно, угла сдвига фаз. В системе с поляризационной емкостью соотношение тока, протекающего через емкость и через омическое сопротивление, остается в некоторых пределах частот постоянным.

Для моделирования проведения тока живыми клетками прибегают к эквивалентным схемам, т.е. к таким комбинациям омического сопротивления и емкости, которые в первом приближении могут моделировать электрические параметры исследуемого объекта.

Используются последовательные, параллельные и последовательно-параллельные схемы замещения биологических тканей [7, 77].

Фрике и Морзе [77], измеряя сопротивление красных кровяных шариков, получили уравнения, которым соответствует схема, изображенная на рисунке 7.1.

В.А. Петров [77], провел исследование прохождения ступенчатого напряжения через нерв. Он допускает существование процессов, аналогичных электрическому разряду, им была предложена другая схема (рисунок 7.2).

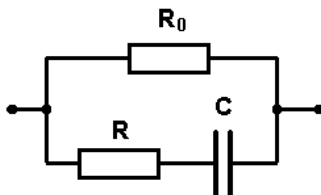


Рисунок 7.1 – Схема Фрике и Морзе: R_0 – сопротивление межклеточной жидкости; R – сопротивление содержимого клетки; C – емкость мембраны

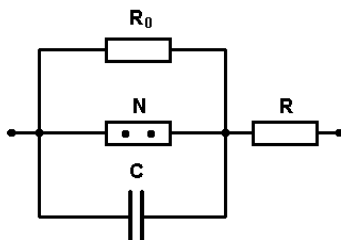


Рисунок 7.2 – Схема Петрова: R_0 – сопротивление межклеточной жидкости; R – сопротивление содержимого клетки; N – неоновая лампа – модель элемента, в котором происходит разряд; C – емкость мембраны

Несколько более сложную схему предложил Шванн (рисунок 7.3).

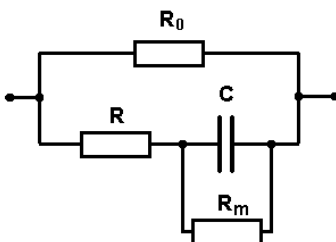


Рисунок 7.3 – Схема Шванна: R_0 – сопротивление межклеточной жидкости; R – сопротивление содержимого клетки; R_m – сопротивление мембраны; C – емкость мембраны

Эти схемы в определенной степени могут служить моделями проведения тока живыми тканями. Однако, ни одна из них не может в точности воспроизводить закономерности, присущие сложным биологическим системам.

Частотные свойства импеданса в основном отображаются двумя способами. В качестве примера рассмотрим модель Фрике-Морзе (рисунок 7.1). Импеданс такой схемы является комплексной величиной и может быть записан в виде: $Z = R_{eq} + jX_{eq}$, где R_{eq} , X_{eq} – эквивалентные активная и реактивная составляющие импеданса, j – мнимая единица.

Другой вариант представления импеданса $Z = Z e^{j\varphi}$, где Z и φ – соответственно, модуль, и фазовый угол импеданса. Величины R_{eq} , X_{eq} , Z , φ зависят от частоты.

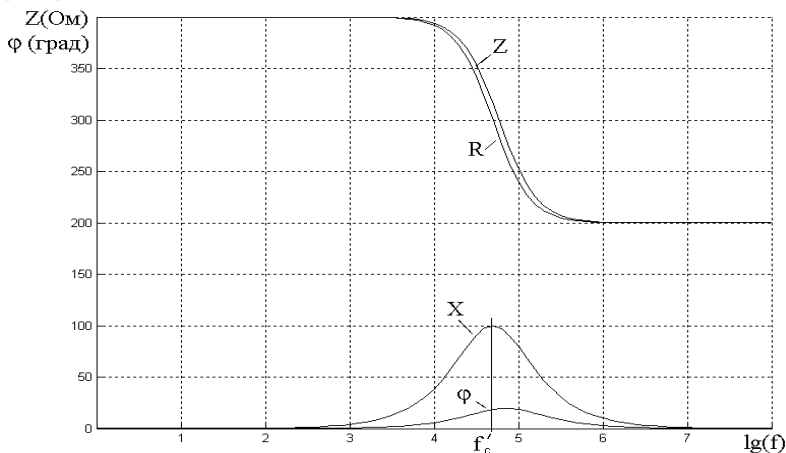


Рисунок 7.4 – Частотные зависимости параметров импеданса модели Фрике-Морзе

Графики соответствующих зависимостей приведены на рисунке 7.4 (в данном примере $R_e=R_i=400$ Ом, $C_m=4$ нФ). По горизонтальной оси отложены значения десятичного логарифма частоты, которая меняется от 1 Гц до 10^8 Гц. Величины X_{eq} и φ на самом деле отрицательные, и на графиках показаны их абсолютные величины. Стоит отметить, что влияние емкости, характеризуемое величинами X_{eq} и φ , стремится к нулю, как на низких, так и на высоких частотах.

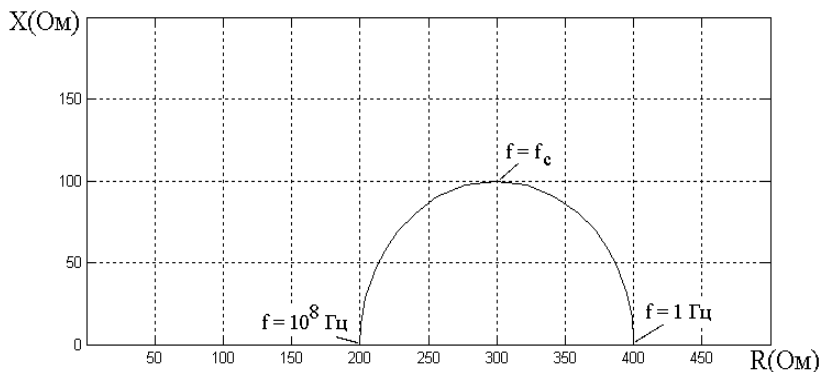


Рисунок 7.5 – Диаграмма Весселя для модели Фрике-Морзе

Другой способ отображения частотных свойств импеданса – диаграмма Весселя, называемая также графиком Найквиста и импедансным локусом, на которой отображаются пары значений R_{eq} , X_{eq} , получаемые при разных частотах. Для модели Фрике-Морзе при изменении частоты от нуля до бесконечности диаграмма Весселя имеет вид полуокружности (рисунок 7.5).

Таким образом, для определения составляющих электрического импеданса биологических тканей в широком диапазоне частот, измерительный преобразователь должен удовлетворять следующим условиям:

- обеспечивать измерение составляющих электрического импеданса в диапазоне частот от 0.1 до 10^8 Гц;
- длительность процесса измерения (т.е. воздействия на биологический объект) должна быть минимальной.

7.3. Методы построения измерительных преобразователей биоэлектрического импеданса

7.3.1. Измерительные преобразователи на основе потенциометрического метода измерения

Измерительные преобразователи электрического импеданса данного типа основаны на измерении падения напряжения на исследуемом объекте в режиме заданного тестирующего тока. На

рисунке 7.6 приведена упрощенная схема двухэлектродного измерительного преобразователя, построенного на основе потенциометрического метода измерения. Напряжение с выхода генератора G преобразуется в электрический ток с помощью сопротивления $R1$ и сопротивления исследуемого объекта R_X .

Падение напряжения на исследуемом объекте определится выражением:

$$U_{\text{БЫХ}} = \frac{R_X \cdot U_G}{(R1 + R_X)K}$$

где: R_X – сопротивление исследуемого объекта; U_G – напряжение на выходе генератора; K – коэффициент усиления усилителя.

При условии, что $R1 \gg R_X$, функцию преобразования измерительного преобразователя можно считать линейной, т.е.

$$U_{\text{БЫХ}} = \frac{R_X \cdot U_G}{K \cdot R1}$$

Основным недостатком измерительного преобразователя с несимметричным выходом генератора является искажение показаний, если объект оказывается заземленным в другой точке, кроме электрода. В этом случае используется измерительный преобразователь с симметричным выходом генератора. Вместо резистора $R1$ к выходам генератора подключаются два резистора $\frac{1}{2} R1$. Усилитель сигналов имеет симметричный вход. Кроме того, наличие симметричного входа позволяет исключить действие синфазных помех.

Другой разновидностью измерительных преобразователей для исследования импеданса на переменном токе на основе потенциометрического метода измерения является измерительный преобразователь на основе векторного измерителя (рисунок 7.7). Частота генератора может меняться в широких пределах с помощью переключателя диапазонов и ручки плавной настройки. Режим постоянного напряжения выбирается для импеданса, превышающего 1 кОм, а режим постоянного тока – для более низких значений.

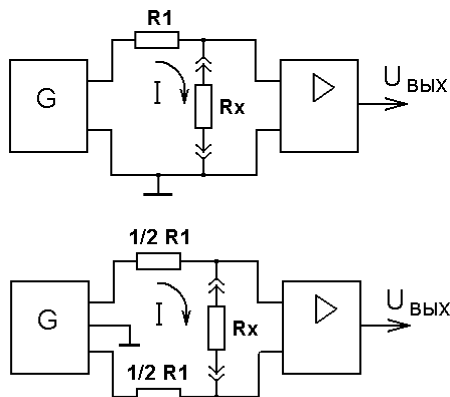


Рисунок 7.6 – Двухэлектродный ИП, построенный на основе потенциометрического метода измерения: сверху – с несимметричным выходом генератора, снизу – с симметричным выходом генератора

Синусоидальный сигнал с генератора поступает на исследуемый объект Z . Сигналы, несущие информацию о величине тока и напряжения в исследуемом объекте предварительно усиливаются усилителями. Амплитудный детектор определяет действующие величины тока и напряжения на исследуемом объекте.

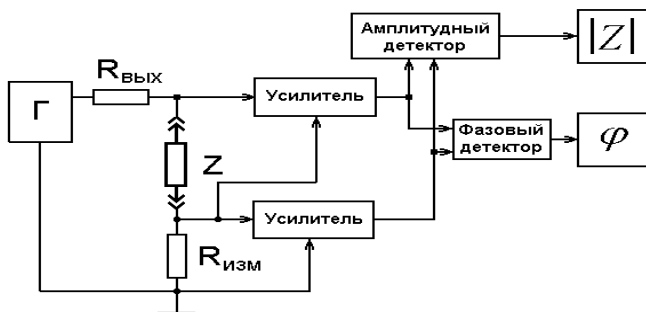


Рисунок 7.7 – ИП на основе векторного измерителя

На основании данных о величине тока и напряжения в исследуемом объекте рассчитывается модуль электрического импеданса исследуемого объекта. Фазовый детектор определяет разность фаз между напряжением и током в исследуемом объекте. В соответствии с величиной фазового угла и модуля электрического

импеданса исследуемого объекта определяются составляющие импеданса исследуемого объекта. Функция преобразования измерительного преобразователя на основе векторного измерителя аналогична функции преобразования двухэлектродного измерительного преобразователя, построенного на основе потенциометрического метода измерения.

При исследовании клеточных объектов и субклеточных структур импедансные свойства наиболее сильно проявляются в области частот порядка $10^6 - 10^9$ Гц [76, 77]. В этих случаях используются измерительные преобразователи (рисунок 7.8), представляющие собой линию с распределенными параметрами, и исследования электрического импеданса осуществляются путем измерения соотношений между падающей и отраженной от исследуемого биологического волны.

Функция преобразования данного измерительного преобразователя имеет вид:

$$Z = \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}} Z_0$$

где: Z_0 – сопротивление линии, $U_{\text{пад}}$ – сигнал падающей волны, $U_{\text{отр}}$ – сигнал отраженной волны.

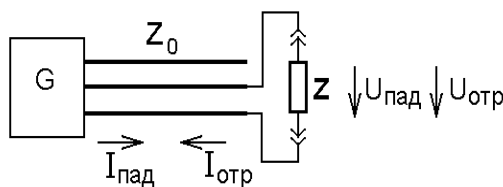


Рисунок 7.8 – ИП на основе линии с распределенными параметрами

Учитывая, что коэффициент отражения волны определяется как:

$$r = \frac{U_{\text{пад}}}{U_{\text{отр}}}$$

Функция преобразования в этом случае примет вид:

$$Z = \frac{1+r}{1-r} Z_0$$

где: r – коэффициент отражения волны.

Достоинство таких измерительных преобразователей применительно к исследованиям электрического импеданса биологических тканей заключается в простоте и адекватности воздействия. К недостаткам можно отнести возможные изменения электрических характеристик исследуемого объекта вследствие длительного протекания электрического тока, зависимость от величины приложенного напряжения.

7.3.2. Измерительные преобразователи электрического импеданса на основе мостовых методов измерения

ИП электрического импеданса на основе мостовых методов измерения состоят из источника тестирующего сигнала, мостовой схемы измерения и усилителя. Схема ИП электрического импеданса, предназначенного для измерения активных сопротивлений, показана на рисунке 7.9.

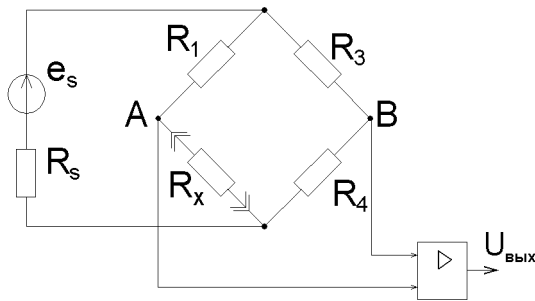


Рисунок 7.9 – ИП электрического импеданса на основе резистивного моста

При условии, что внутреннее сопротивление источника тестирующего сигнала $R_s \ll R_{1-4}$, напряжение на выходе измерительного преобразователя будет определяться выражением:

$$U_{\text{вых}} = K \cdot e_s \frac{R_x R_3 - R_1 R_4}{(R_x + R_1) \cdot (R_3 + R_4)}$$

где: R_X – активная составляющая импеданса исследуемого объекта; R_1, R_3, R_4 – сопротивления плеч моста; e_S – входное напряжение тестирующего сигнала; K – коэффициент усиления усилителя.

Предположим, что $R_1=R_X=R_3=R_4=R_0$, и сопротивление исследуемого объекта определяется, как $R_X=R_0+\Delta R$. Тогда функция преобразования измерительного преобразователя электрического импеданса на основе резистивного моста примет вид:

$$U_{вых} = K \cdot e_S \frac{\Delta R}{4R_0 \left(1 + \frac{\Delta R}{2R_0} \right)}$$

Функция преобразования имеет нелинейную зависимость от изменения активной составляющей импеданса исследуемого объекта ΔR . Кроме того, каждый резистор подвержен влиянию некоторой величины j с крутизной S_j , т. е.:

$$R = R_0 + S_j \cdot \Delta j$$

При работе на малом участке характеристики измерительной схемы вариации резисторов можно упростить до величин второго порядка малости. Функция преобразования в этом случае будет определяться выражением:

$$U_{вых} = \frac{e_S}{4} \cdot \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{R_0}$$

Схема измерительного преобразователя, предназначенного для измерения резистивной и емкостной составляющих импеданса исследуемого объекта, показана на рисунке 7.10.

Если $R_c=R_e/k$, а $C_c=C_e \cdot k$, то при изменении резистивно-емкостного сопротивления Z_c на ΔZ_c функция преобразования будет иметь вид:

$$U_{вых} = K_U \cdot e_S \frac{k}{(k+1)^2} \frac{\Delta Z_C}{Z_{C0} \cdot \frac{\Delta Z_C}{(k+1)Z_{C0}}}$$

Допустим, что $\Delta Z_c \ll (k+1) Z_c$, тогда функция преобразования примет вид:

$$U_{\text{вых}} = K_U \cdot e_S \frac{k}{(k+1)^2} \frac{\Delta Z_C}{Z_C}$$

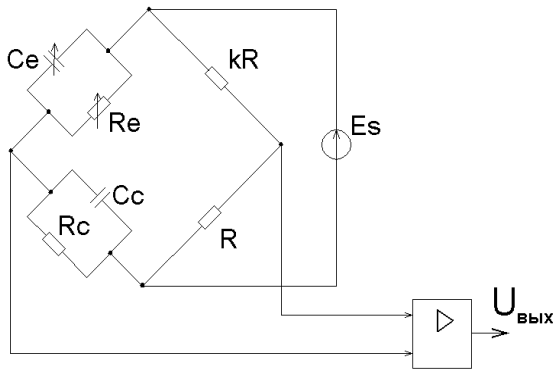


Рисунок 7.10 – ИП электрического импеданса на основе моста Нернста

В случае, если исследуемый объект имеет только емкостную составляющую, т.е. $R_c=0$, тогда используется мост Саути (в нем отсутствуют сопротивления R_c и R_e). При этом функция преобразования приобретает вид:

$$U_{\text{вых}} = e_S \cdot \frac{C_E - C_C}{C_E + C_C}$$

Допустим, что $C_c=C_0+\Delta C$; $C_e=C_0$, тогда функция преобразования измерительного преобразователя на основе моста Саути определится как:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{e_S}{4} \cdot \frac{\Delta C}{C_0 \left(1 + \frac{\Delta C}{2C_0} \right)}$$

ИП электрического импеданса, построенные на основе мостовых методов широко используется в приборах импедансной плетизмографии, а также в биоимпедансных анализаторах состава тела [74].

Достоинством ИП электрического импеданса, построенных на основе мостовых методов, является высокая точность измерения импеданса на различных частотах. К недостаткам относят ма-

лый динамический диапазон измерений, зависимость точности измерений от чувствительности схемы определения равновесия моста, а также зависимость результатов измерения от напряжения источника питания.

7.3.3. Измерительные преобразователи электрического импеданса на основе резонансных методов измерения

ИП электрического импеданса на основе резонансных методов измерения электрического импеданса применяются главным образом на высоких частотах, так как на низких частотах резонансные явления выражены более слабо, вследствие чего точность измерения снижается.

Принцип действия резонансного метода измерения параметров электрического импеданса поясняется схемой на рисунке 7.11. Схема измерения состоит из генератора высокой частоты (Γ), измерительного колебательного контура (LC), включающего в себя образцовые индуктивность и емкость. Колебательный контур LC питается от измерительного генератора, частоту которого можно плавно изменять до тех пор, пока не наступит резонанс. Момент резонанса определяется по величине напряжения, а резонансная частота – по шкале генератора. Настройку контура в резонанс можно произвести и при фиксированной частоте генератора, изменением параметров колебательного контура.

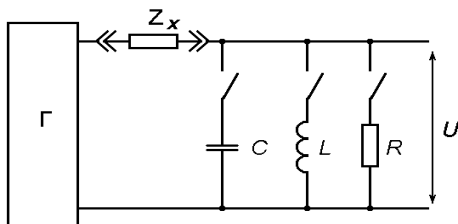


Рисунок 7.11 – Принципиальная схема измерения резонансным методом

В зависимости от того, какую составляющую импеданса исследуемого объекта требуется измерить, подключается либо об-

разцовая индуктивность, либо емкость. Для определения активной составляющей к колебательному контуру подключается образцовое сопротивление R . Таким образом, по достижении резонансной частоты можно определить как активную, так и реактивную составляющие импеданса исследуемого объекта.

ИП электрического импеданса, построенные на основе резонансных методов, используются только на высоких частотах и, следовательно, их использование затруднено при определении электрического импеданса биологических сред в широком диапазоне частот.

7.3.4. Измерительные преобразователи электрического импеданса, построенные на основе анализа переходной функции

Принцип работы измерительных преобразователей на основе анализа переходной функции [74] заключается в измерении реакции исследуемого объекта на однократный прямоугольный импульс воздействующего тока заданной амплитуды, преобразовании полученных результатов из временной области в частотную с помощью преобразования Лапласа и определении электрического импеданса в требуемом частотном диапазоне. Процесс измерения, т.е. воздействия на измеряемую схему, длится доли секунды, что позволяет проводить измерения в достаточно большом динамическом диапазоне амплитуд тока.

Импульсная импедансометрия основана на использовании методов функциональной идентификации. Начальным этапом решения задачи идентификации является нахождение передаточной функции исследуемой схемы на основании анализа ее реакции на тестовое воздействие. Передаточная функция системы, рассмотренная в пространстве состояний выбранного функционального класса систем, позволяет определить частотную характеристику электрического импеданса. Для решения этой задачи необходимо наличие экспериментальных данных о поведении системы при тестовых воздействиях.

Расчет частотной характеристики системы путем цифрового время-частотного преобразования переходной функции наиболее просто осуществляется при подаче на вход объекта импульсного тест-воздействия вида дельта-функции или единичной ступенчатой функции.

Следует отметить, что ступенчатый входной сигнал часто является наиболее приемлемым для тестирования биологических объектов. Он формируется, например, путем включения (или выключения) воздействия постоянного уровня интенсивности на входе объекта. Формирование импульсного воздействия часто затруднено из-за необходимости увеличения амплитуды тест-воздействия при сокращении его длительности, которое может быть ограничено нелинейными свойствами объекта, проявляющимися при высоких интенсивностях воздействия.

Структурная схема ИП на основе метода импульсной импедансометрии показана на рисунке 7.12.

Для определения частотной характеристики электрического импеданса схемы, производится её тестирование однократным единичным ступенчатым импульсом электрического тока заданной амплитуды. Реакция системы преобразуется из временной области в частотную область, и в результате определяется частотная характеристика электрического импеданса в необходимом диапазоне частот.

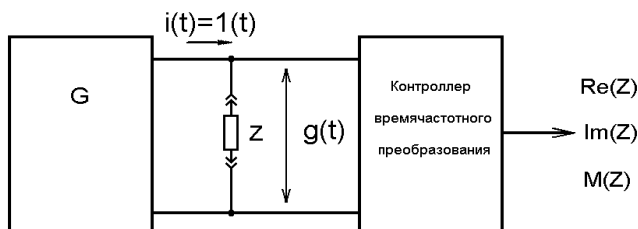


Рисунок 7.12 – ИП электрического импеданса на основе метода импульсной импедансометрии

Функция преобразования ИП на основе метода импульсной импедансометрии имеет вид:

$$Z(j\omega) = j\omega \cdot F\{g(t)\}$$

Таким образом, частотная характеристика электрического импеданса исследуемого объекта может быть получена на основе данных о напряжении на исследуемом объекте при воздействии на него тестирующим импульсом тока.

Достоинствами данного метода являются:

- 1) возможность определение параметров импеданса исследуемого объекта в широком диапазоне частот;
- 2) малое время измерения;
- 3) процесс воздействия тестирующим током на исследуемый объект осуществляется в течение короткого времени.

7.4. Анализ построения измерительных преобразователей электрического импеданса биологических тканей

Особенности биологического объекта измерения, рассмотренные в разделе 7.2, показывают сложный характер распределения его электрического импеданса. Импеданс пассивных биологических тканей имеет активно-емкостной характер. Активные составляющие импеданса характеризуют компоненты тока в жидких тканях-электролитах, обусловленные переносом заряда в электрической цепи. Емкостные составляющие связаны с явлениями разделения зарядов, наблюдаемыми в многокомпонентных тканях с различной структурой, из-за токов поляризации клеточных структур.

Таким образом, для определения составляющих электрического импеданса необходимы ИП, обладающие следующими характеристиками: частотный диапазон от 0.01 до 10^6 Гц, при сохранении минимального времени измерения, так как измерительные токи могут оказывать влияние на объект измерения.

Выполнение принципа адекватности измерений электрического импеданса и процессов распределения электрических токов в биологических тканях требует подведения электрического тока к тканям с помощью контактных электродов. В биотехнических си-

стемах электронейростимуляции сигнал воздействия подводится к возбудимым нервным проводникам с помощью электродов, которые могут вживляться в ткань и располагаться в непосредственной близости от нерва или накладываться на кожу в проекции соответствующих нервных структур [78]. В том и другом случае осуществляется внеклеточное приложение стимула, при котором биологическая ткань, заключенная между электродами и возбудимым участком нерва, выполняет роль пассивного проводника электрического тока стимула.

Для анализа процессов, возникающих при электронейростимуляции, пассивную ткань удобно представлять в виде фантомов – электрических эквивалентных схем замещения, обладающих импедансными свойствами живой ткани. Следовательно, для определения параметров фантомов биологической ткани при электронейростимуляции, которые определяются импедансными свойствами, исследования биоимпеданса необходимо проводить контактными способами, с целью соблюдения биотехнического принципа адекватности.

Для случая исследования электрических свойств биологических объектов можно представить следующую классификацию ИП электрического импеданса (рисунок 7.13).

Учитывая достоинства и недостатки ИП, описанные в разделе 7.3, оптимальным является применение ИП, построенных на основе метода импульсной импедансометрии. Данный вид преобразователей имеет малое время измерения на исследуемый объект, что особенно важно при определении импеданса биологических структур.

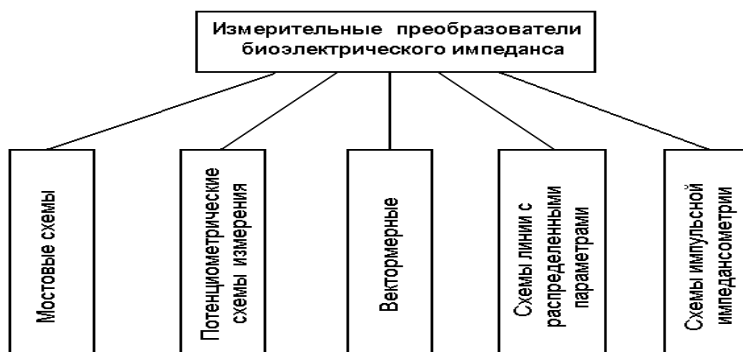


Рисунок 7.13 – Классификация ИП электрического импеданса

Кроме того, биоэлектрический импеданс биологических тканей имеет широкий частотный диапазон изменения. Следовательно, использование преобразователей на основе мостовых и потенциометрических методов измерения ограничивается требованием малого времени измерения. Использование ИП на основе импульсной импедансометрии представляется наиболее оптимальным, так как позволяет получить данные об импедансных свойствах биологического объекта в широком диапазоне частот в течение короткого промежутка времени измерения.

ГЛАВА 8. Моделирование измерительного преобразователя биоэлектрического импеданса

8.1. Моделирование измерительного преобразователя биоэлектрического импеданса на основе время-частотного преобразования

Для моделирования электрического импеданса исследуемого объекта справедливо классическое определение идентификации, данное Л.Заде: «Идентификация состоит в отыскании по входным и выходным данным некой системы – эквивалентной ей системы из некоторого заданного класса» [79]. Эквивалентность модели предполагает ее объективное соответствие с моделируемым объектом, а также способность замещать объект, давать информацию, допускающую опытную проверку.

Особенностью моделирования электрического импеданса является его представление в терминах электрических моделей, в качестве которых при исследовании пассивных проводников электрического тока используются активные и реактивные составляющие импеданса: емкость, индуктивность, сопротивление.

Для моделирования импеданса, целесообразно при описании биологических объектов выбирать атрибуты, характеризующие взаимодействие биологических тканей и электрического тока, т.е. входные, выходные переменные, собственные параметры, что позволяет получить описание биологического объекта в форме, совместимой с описанием импедансных свойств биологического объекта.

Построение моделей электрического импеданса, отличающихся сложностью и многосвязностью, осуществляется методами функциональной и структурной идентификации [80].

Функциональная идентификация позволяет описать импеданс биологического объекта путем обработки результатов его тестирования, т.е. воздействия на него с помощью стимула и регистрации вызванной реакции. Для функциональной идентификации необходимо наличие экспериментальных данных о поведении объ-

екта при различных входных воздействиях. Объект представляется в виде “черного ящика”, а целью исследования чаще всего является определение его передаточных характеристик. Причем вид тестирующего воздействия и его параметры определяют вид получаемой передаточной характеристики.

Структурная идентификация дает возможность установить, как взаимодействуют отдельные компоненты электрического импеданса в процессе формирования его поведения. Структурная идентификация связана с изучением, механизмов формирования электрического импеданса, способов организации и внутреннего строения исследуемого биологического объекта. Одним из возможных путей исследования структурной организации биологических звеньев является анатомическое, физиологическое изучение объекта, представление его в виде отдельных составляющих, описание биофизических и биохимических механизмов функционирования этих составляющих.

Функциональная идентификация предусматривает определение передаточной функции объекта, не давая информации о внутреннем строении. Однако, по мере того, как становится возможным наблюдение большего числа переменных, описывающих состояние объекта, могут выявляться скрытые ранее компоненты. Объект может быть разбит на части, т.е. может быть произведена декомпозиция “черного ящика”. Таким образом, возможно чередование функциональной и структурной идентификации объекта.

Функциональная идентификация может быть реализована с помощью методов, основанных на тестировании объекта с помощью сигналов, позволяющих определить его передаточную функцию. В качестве тестирующих сигналов используются синусоидальное, ступенчатое, импульсное или шумовое воздействие.

Обработка реакций, вызванных тест-воздействием, с помощью методов, основанных на преобразовании Фурье, позволяет найти частотную характеристику, далее передаточную функцию объекта и перейти к описанию поведения объекта в виде дифференциальных уравнений.

Метод пространства состояний позволяет представить модель, полученную в виде передаточной функции, в виде системы дифференциальных уравнений первой степени, часто имеющих вполне определенный биофизический смысл. Интерпретация этих уравнений с помощью физических моделей позволяет в ряде случаев моделирования биологических объектов перейти к структурному моделированию, описывающему механизмы происходящих процессов.

Определение импеданса биологического объекта можно представить как задачу идентификации электрических свойств биологических объектов в классе моделей импедансов неоднородных проводников. Эти модели, связывающие напряжение и ток, протекающий в объекте, можно представить в виде эквивалентной электрической схемы замещения, составленной из цепочки элементов с определенным характером сопротивления (например, активным и емкостным).

Первым этапом моделирования электрического импеданса исследуемого объекта, является отыскание вида функционального преобразования, устанавливающего зависимость между наблюдаемой выходной реакцией (в роли которой, в данном случае, выступает напряжение на исследуемом объекте) и входным воздействием (в качестве которой выступает тестирующий ток, пропускаемый через исследуемый объект). Допустим, что через исследуемый биологический объект пропускается ток $i(t)$. Тогда $u(t)$ - напряжение, возникающее на исследуемом биологическом объекте вследствие его электрического импеданса (рисунок 8.1).

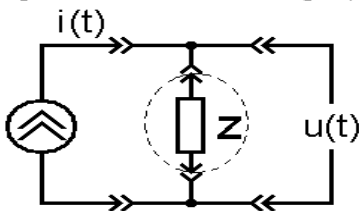


Рисунок 8.1. – Функциональная идентификация электрического импеданса

В качестве основных допущений к исследуемому биологическому объекту прикладываются следующие условия:

- конфигурация и параметры электрического импеданса исследуемого биологического объекта не изменяются во времени;
- характеристики электрического импеданса исследуемого биологического объекта обладают свойством линейности, т.е. для них справедлив принцип суперпозиции;
- биологический объект при воздействии на него электрического тока проявляет свойство диссипативности.

Для моделирования биоимпедансных свойств исследуемого биологического объекта воспользуемся методом анализа электрических цепей Хевисайда [81]. Используем разложение входного тока на составляющие с помощью единичной функции Хевисайда вида:

$$\gamma(t) = \begin{cases} 1, t \geq 0 \\ 0, t < 0 \end{cases} \quad (8.1)$$

При воздействии на вход единичной функцией $\gamma(t)$, выходная реакция исследуемого объекта является переходной функцией $g(t)$, характеризующей изменение реакции во времени при действии на входе единичной ступенчатой функции (рисунок 8.2).

Если через объект в момент $t = 0$, пропускается постоянный ток I , то напряжение на биологическом объекте будет равно $I \cdot g(t)$. Если тот же ток приложить не в момент $t = 0$, а в момент τ , то напряжение на исследуемом биологическом объекте будет равно $I \cdot g(t - \tau)$.

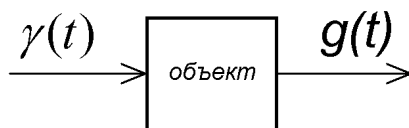


Рисунок 8.2. – Функциональная идентификация с помощью функции Хевисайда

Любой ток, заданный непрерывной функцией, может быть представлен в виде:

$$i(t) = i(0) \cdot \gamma(t) + \Delta i_1 \cdot \gamma(t - \Delta t) + \Delta i_2 \cdot \gamma(t - 2 \cdot \Delta t) + \dots + \Delta i_n \cdot \gamma(t - n \cdot \Delta t) \quad (8.2)$$

Таким образом, тестирующий ток может быть представлен в виде последовательности функций Хевисайда. Тогда напряжение на исследуемом объекте определится как последовательность реакций биологического объекта на последовательность функций Хевисайда (8.1) и будет иметь вид:

$$u(t) = i(0) \cdot g(t) + \Delta i_1 \cdot g(t - \Delta t) + \Delta i_2 \cdot g(t - 2 \cdot \Delta t) + \dots + \Delta i_n \cdot g(t - n \cdot \Delta t) \quad (8.3)$$

Если увеличивать до бесконечности число n , то пределом ломаной, изображенной на рисунке 8.3, будет кривая $i(t)$. Умножим и разделим обе части уравнения (8.2) и (8.3) на приращение по времени Δt . Получим:

$$i(t) = i(0) \cdot \gamma(t) + \frac{\Delta i_1}{\Delta t} \cdot \gamma(t - \Delta t) \cdot \Delta t + \frac{\Delta i_2}{\Delta t} \cdot \gamma(t - 2 \cdot \Delta t) \cdot \Delta t + \dots + \frac{\Delta i_n}{\Delta t} \cdot \gamma(t - n \cdot \Delta t) \cdot \Delta t =$$

$$i(0) \cdot \gamma(t) + \sum_{k=1}^n \frac{\Delta i_k}{\Delta t} \cdot \gamma(t - k \cdot \Delta t) \cdot \Delta t \quad (8.4)$$

$$u(t) = i(0) \cdot g(t) + \frac{\Delta i_1}{\Delta t} \cdot g(t - \Delta t) \cdot \Delta t + \frac{\Delta i_2}{\Delta t} \cdot g(t - 2 \cdot \Delta t) \cdot \Delta t + \dots + \frac{\Delta i_n}{\Delta t} \cdot g(t - n \cdot \Delta t) \cdot \Delta t =$$

$$i(0) \cdot g(t) + \sum_{k=1}^n \frac{\Delta i_k}{\Delta t} \cdot g(t - k \cdot \Delta t) \cdot \Delta t \quad (8.5)$$

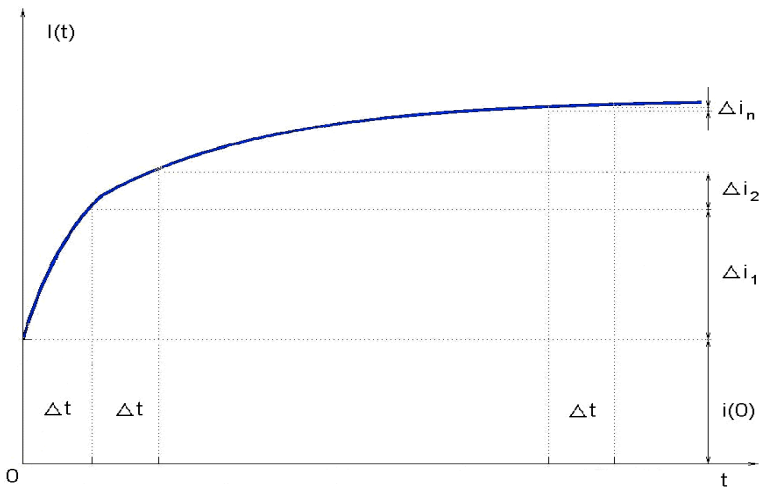


Рисунок 8.3. – Разложение тестирующего тока на ступенчатые функции Хевисайда

При условии, что $\Delta i_n \rightarrow 0$ и $\Delta t \rightarrow 0$, множитель $\frac{\Delta i}{\Delta t}$ можно заменить производной $i'(t)$ и перейти от конечного шага отсчетов Δt к $d\tau \rightarrow 0$. Тогда, обозначая, $n \cdot \Delta t = \tau$ получим:

$$u(t) = i(0) \cdot g(t) + \int_0^t g(t-\tau) \cdot i'(\tau) d\tau \quad (8.6)$$

Так как вид функции $i(t)$ нам известен, то достаточно знать переходную функцию $g(t)$, чтобы найти $u(t)$.

Выражение (8.6) при замене $\tau = t - \theta$, принимает вид:

$$\int_t^0 i'(t-\theta) \cdot g(\theta) (-d\theta) \quad (8.7)$$

Тогда при обратной замене, получаем равенство, которое эквивалентно (8.6):

$$u(t) = i(0) \cdot g(t) + \int_0^t g(\tau) \cdot i'(t-\tau) d\tau \quad (8.8)$$

Если интегрировать по частям, то можно получить:

$$\int_0^t g(t-\tau) \cdot i'(\tau) d\tau = [g(t-\tau) \cdot i(\tau)]_0^t + \int_0^t i(\tau) \cdot g'(t-\tau) d\tau,$$

$$\int_0^t g(t-\tau) \cdot i'(\tau) d\tau + g(t) \cdot i(0) = g(0) \cdot i(t) + \int_0^t i(\tau) \cdot g'(t-\tau) d\tau,$$

поэтому:

$$u(t) = g(0) \cdot i(t) + \int_0^t i(\tau) \cdot g'(t-\tau) d\tau \quad (8.9)$$

Сделав в этом выражении замену переменной $\tau = t - \theta$, получим:

$$u(t) = g(0) \cdot i(t) + \int_0^t i(t-\tau) \cdot g'(\tau) d\tau \quad (8.10)$$

Кроме того, применяя формулу дифференцирования под знаком интеграла для случая, когда пределы интегрирования переменны, имеем:

$$u(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t i(t-\tau) \cdot g(\tau) d\tau \quad (8.11)$$

Используя замену $\tau = t - \theta$, выражение (8.11) приводится к виду:

$$u(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t i(\tau) \cdot g(t-\tau) d\tau \quad (8.12)$$

Допустим, что исследуемый объект тестируется входным током в виде синусоидального колебания:

$$i(t) = I_0 \exp(pt) \quad (8.14)$$

где: $p = \sigma + j\omega$

Тогда выражение для напряжения на биологическом объекте при пропускании тестирующего тока вида (8.14), согласно (8.11) примет вид:

$$u(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t i(t-\tau) \cdot g(\tau) d\tau = \frac{d}{dt} \left[I_0 \cdot \exp(pt) \cdot \int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau \right] \quad (8.15)$$

Производная в выражении (8.15) рассчитывается как производная произведения составляющих $I_0 \exp(pt)$ и $\int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau$, причем вторая составляющая дифференцируется с применением формулы дифференцирования под знаком интеграла для случая, когда пределы интегрирования переменны.

Имеем:

$$u(t) = \frac{d}{dt} \left[I_0 \cdot \exp(pt) \cdot \int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau \right] = p I_0 \cdot \exp(pt) \cdot \int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau + I_0 \cdot \exp(pt) \cdot \frac{d}{dt} \left[\int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau \right] \quad (8.16)$$

$$F(t) = \int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau \quad (8.17)$$

Дадим t приращение h . Тогда:

$$\frac{F(t+h) - F(t)}{h} = \frac{1}{h} \int_{-h}^0 g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau + \frac{1}{h} \int_t^{t+h} g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau \quad (8.18)$$

Для вычисления интегралов (8.18) воспользуемся теоремой о среднем значении:

$$\int_a^b g(\tau) \cdot d\tau = (b-a)f(\mu), \text{ где } a < \mu < b$$

Если устремить $h \rightarrow 0$, то в пределе получим

$$\frac{d}{dt}[F(t)] = g(t) \cdot \exp(-pt) \quad (8.19)$$

Подставляя полученное выражение (8.19) в уравнение (8.16), получим:

$$u(t) = I_0 \cdot \exp(pt) \left[p \int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau + g(t) \cdot \exp(-pt) \right] \quad (8.20)$$

Функция $u(t)$, определяющая напряжение на исследуемом объекте, имеет ту же синусоидальную форму, что и воздействующий ток $i(t) = I_0 \exp(pt)$. Переходя к символической записи и разделив обе части выражения (8.20) на $\dot{I} = I_0 \exp(pt)$, получим:

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = p \cdot \int_0^t g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau + g(t) \cdot \exp(-pt) \quad (8.21)$$

Если $t \rightarrow \infty$ формула (8.17) принимает вид:

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = p \cdot \int_0^{\infty} g(\tau) \cdot \exp(-p\tau) d\tau \quad (8.22)$$

Из выражения (8.18) следует, что переходная функция, зная которую необходимо для определения напряжения, возникающего в исследуемом биологическом объекте при пропускании через него тестирующего тока любого вида, связана с отношением регистрируемого на объекте напряжения и воздействующего тока интегральным уравнением. Эта формула соответствия между отношением

$\frac{\dot{U}}{\dot{I}}$ и функцией $g(t)$ называется интегральным уравнением Карсона [82]. Интегральное уравнение Карсона позволяет перейти от установившихся напряжений к переходным, сохранив при этом размерность электрических величин.

Выражение (8.22) определяет электрический импеданс исследуемого биологического объекта в форме интегрального преобразования Карсона для тестирующего тока и регистрируемого на объекте напряжения (реакции на тестирующий ток). Кроме то-

го, функциональное соотношение (8.22) позволяет, зная переходную функцию биологического объекта $g(t)$, определить его электрический импеданс $Z(j\omega)$.

Полагая $\sigma = 0$ и $p = j\omega$ в (8.14), тогда:

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = Z(j\omega) = j \cdot \omega \cdot \int_0^{\infty} g(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt \quad (8.23)$$

Или:

$$Z(j\omega) = j\omega \cdot F\{g(t)\} \quad (8.24)$$

где: $F\{g(t)\}$ - преобразование Фурье от переходной функции $g(t)$.

8.2. Методика переходных функция для определения электрического импеданса биологического объекта

Частотная характеристика электрического импеданса исследуемого биологического объекта может быть определена путем анализа переходной функции объекта, представляющей собой реакцию исследуемого биологического объекта на тестовое воздействие. Моделирование электрического импеданса биологического объекта в данном случае включает определение передаточной функции исследуемого объекта [83], которой соответствует переходная функция и переход в частотную область.

Рассмотрим определение частотной характеристики заданной модели электрического импеданса символическим методом и методом анализа переходной функции путем решения дифференциальных уравнений для токов и напряжений в модели.

Пример 1. Однородные биологические среды с точки зрения их импедансных свойств могут быть представлены в виде модели [84], представляющей собой параллельную RC-цепь (рисунок 8.3).

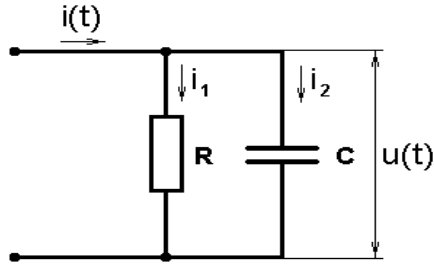


Рисунок 8.3. – Параллельная RC-цепь

Используя символический метод определения полного сопротивления цепи [85], получим по правилу Кирхгофа:

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \quad (8.25)$$

$$\text{где: } \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{R}, \text{ а } \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}}{\frac{1}{j\omega C}},$$

тогда:

$$\dot{U} = \frac{\dot{I} \cdot R}{1 + j\omega \cdot R \cdot C} \quad (8.26)$$

Электрический импеданс исследуемой цепи определится по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + j\omega \cdot R \cdot C} \quad (8.27)$$

С другой стороны, для цепи (рисунок 8.3) соотношение тока $I(t)$ и напряжения $U(t)$ может быть записано в виде дифференциального уравнения:

$$I(t) = \frac{U(t)}{R} + C \frac{dU(t)}{dt} \quad (8.28)$$

Уравнение (8.28) может быть приведено к виду

$$RC \frac{du}{dt} = IR - U \quad (8.29)$$

Для решения данного дифференциального уравнения воспользуемся операторным методом:

$$U(t) \rightarrow U(p)$$

$$I(t) \rightarrow I(p)$$

Тогда уравнение (8.29) примет вид:

$$RCpU(p) + U(p) = I(p)R \quad (8.30)$$

Напряжение в операторной форме определится как:

$$U(p) = I(p) \frac{R}{1 + pRC} = I(p) \frac{1}{C(p + \frac{1}{RC})} \quad (8.31)$$

Если ток, протекающий в цепи, $I(p)$ имеет форму единичной функции Хевисайда (8.1), т.е.:

$$I(t) = 1(t) \cdot I_0$$

$$I(p) = \frac{1}{p} I_0 \quad (8.32)$$

где: I_0 - амплитудное значение тока, протекающего в цепи.

Тогда:

$$U(p) = I_0 \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{C \cdot (p + \frac{1}{RC})} \quad (8.33)$$

Переходя от изображений к оригиналам, получим временную зависимость изменения напряжения в цепи при воздействии импульса тока, имеющего форму единичной функции Хевисайда:

$$U(t) = I_0 \cdot R(1 - \exp(-\frac{t}{RC})) \quad (8.34)$$

Таким образом, переходная функция цепи (рисунок 8.3) определится по формуле:

$$g(t) = R(1 - \exp(-\frac{t}{R \cdot C})) \quad (8.35)$$

Электрический импеданс исследуемой модели методом анализа переходной функции определится согласно (8.23):

$$Z(j\omega) = j\omega \int_0^{\infty} g(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt = \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (8.36)$$

Выражение (8.36) равно выражению для частотной характеристики электрического импеданса исследуемой цепи (8.27), полученному с использованием символического метода определения полного комплексного сопротивления. Таким образом, частотная характеристика, полученная методом анализа переходной функции (8.28) и частотная характеристика, полученная символическим методом, совпадают.

Пример 2. Модель чрескожного электрического импеданса

Данная модель была предложена Коулом [86]. Свойства основных составляющих структуры биологической ткани могут быть отражены электрической эквивалентной схемой, показанной на рисунке 8.4. Резистор R_0 – эквивалент омического сопротивления подкожной ткани, а параллельная комбинация резистора R_1 и конденсатора C_1 – эпидермис, параллельно соединённый с проводимостью потового канала.

Данная модель представляет собой последовательное соединение резистора R_0 и параллельной цепи с элементами R_1 и C_1 . В символическом виде напряжение на выходе цепи определяется как сумма напряжений:

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 \quad (8.37)$$

где:

$$\dot{U}_1 = \dot{I} \cdot R_0, \quad \dot{U}_2 = \dot{I}_1 \cdot R_1 + \dot{I}_2 \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}$$

Выражение (8.37) может быть приведено к виду:

$$\dot{U} = \dot{I} \cdot \left(R_0 + \frac{R_1}{1 + j\omega \cdot R_1 \cdot C_1} \right) \quad (8.38)$$

Электрический импеданс исследуемой модели определится по формуле:

$$Z(j\omega) = R0 + \frac{R1}{1 + j\omega \cdot R1 \cdot C1} \quad (8.39)$$

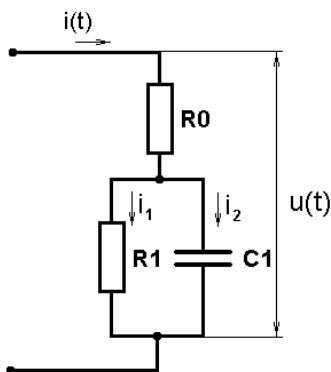


Рисунок 8.4 – Модель Коула

Суммарное напряжение $U(t)$, возникающее в модели (рисунок 8.4) при пропускании через нее тестирующего тока $I(t)$, определится по формуле:

$$U(t) = U_1(t) + U_2(t) \quad (8.40)$$

где: $U_1(t) = I(t) \cdot R0$, а соотношение между током $I(t)$ и напряжением $U_2(t)$ описывается дифференциальным уравнением:

$$i = \frac{U_2(t)}{R1} + C1 \frac{dU_2(t)}{dt} \quad (8.41)$$

Уравнение (8.41) может быть приведено к виду:

$$\frac{dU_2(t)}{dt} = \frac{I(t)}{C1} - \frac{U_2(t)}{R1 \cdot C1} \quad (8.42)$$

Вид уравнения (8.42) аналогичен виду уравнения (8.28). Решая данное уравнение операторным методом, получим:

$$U_2(p) = I(p) \cdot \frac{R1}{1 + pR1C1} = I(p) \cdot \frac{1}{C1(p + \frac{1}{R1 \cdot C1})} \quad (8.43)$$

Тогда суммарное напряжение в изображениях по Лапласу $U(p)$, возникающее в модели (рисунок 8.4), при пропускании через нее тестирующего тока $I(p)$, определится как:

$$U(p) = U_1(p) + U_2(p) = I(p) \cdot R_0 + I(p) \cdot \frac{1}{Cl(p + \frac{1}{R_1 \cdot Cl})} \quad (8.44)$$

Если ток, протекающий в цепи, $I(p)$ имеет форму единичной функции Хевисайда (8.1), т.е.:

$$I(t) = 1(t) \cdot I_0$$

$$I(p) = \frac{1}{p} I_0$$

где I_0 - амплитудное значение тока, протекающего в цепи.

Тогда:

$$U(p) = U_1(p) + U_2(p) = \frac{1}{p} I_0 \cdot R_0 + \frac{1}{p} I_0 \cdot \frac{1}{Cl(p + \frac{1}{R_1 \cdot Cl})} \quad (8.45)$$

Переходя от изображений к оригиналам, получим временную зависимость изменения напряжения в цепи при воздействии импульса тока, имеющего форму единичной функции Хевисайда:

$$U(t) = I_0 R_0 + I_0 R_1 \cdot (1 - \exp(-\frac{t}{R_1 \cdot Cl})) \quad (8.46)$$

Таким образом, переходная функция цепи (рисунок 8.4) определяется по формуле:

$$g(t) = R_0 + R_1 \cdot (1 - \exp(-\frac{t}{R_1 \cdot Cl})) \quad (8.47)$$

Электрический импеданс исследуемой цепи определится согласно формуле (8.23):

$$Z(j\omega) = j\omega \int_0^{\infty} g(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt = R_0 + \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 Cl} \quad (8.48)$$

Выражение (8.48) равно выражению для частотной характеристики электрического импеданса исследуемой цепи (8.39). Та-

ким образом, частотная характеристика, полученная методом переходной функции равна частотной характеристике, полученной символическим методом.

Пример 3. Модель электрического импеданса биологических жидкостей

Данная модель электрического импеданса была предложена Фрике и Морзе [87] в начале XX века. Свойства основных составляющих структуры биологической ткани наглядно отражаются данной электрической эквивалентной схемой, показанной на рисунке 8.5. Резистор R0 – эквивалент омического сопротивления межклеточной жидкости, R1 – омическое сопротивление содержимого клетки, C1 – емкость клеточной мембраны. Описание электрических свойств крови посредством модели Фрике и Морзе имеет место в диапазоне частот от 0 до 1 МГц. Для более высоких частот использование данной модели нецелесообразно ввиду высокой погрешности [88].

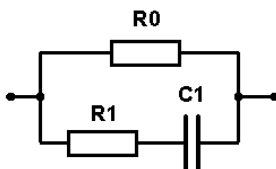


Рисунок 8.5 – Модель Фрике и Морзе

Путем эквивалентных преобразования отдельных частей сложных схем их можно привести к более простым схемам. Преобразования осуществляют либо путем перехода от звезды к треугольнику [89] (или наоборот) или от параллельно-последовательного соединения (рисунок 8.6 а) к параллельному (рисунок 8.6 б), либо от параллельного соединения (рисунок 8.6 в) к последовательно-параллельному (рисунок 8.6 г) и последующего упрощения схемы. Значения коэффициентов перехода для рисунков 8.6 а и б:

$$b = a \cdot (1 + a); \quad c = (1 + a)^2; \quad d = 1 + a \quad (8.49)$$

для рисунков 8.6 в и г:

$$b = \frac{a^2}{1+a}; \quad c = \frac{1}{(1+a)^2}; \quad d = \frac{a}{1+a} \quad (8.50)$$

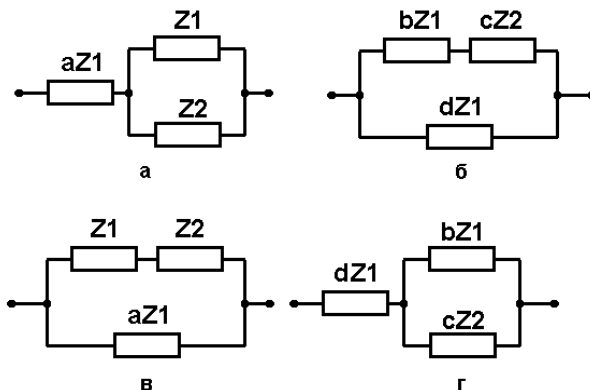


Рисунок 8.6 – Преобразование эквивалентных двухполюсников

Таким образом, параллельная схема (рисунок 8.5) может быть преобразована в последовательно-параллельную схему вида (рисунок 8.4) с помощью коэффициентов перехода, определяемых согласно соотношению величин отдельных компонентов (рисунок 8.7).

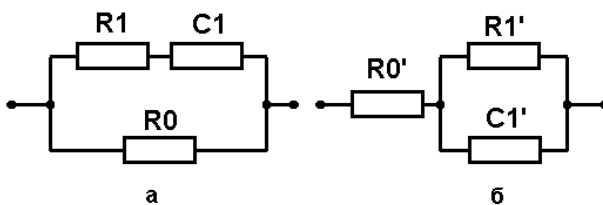


Рисунок 8.7 – Переход от параллельной модели (а) к последовательно-параллельной модели (б).

Параметры последовательно-параллельной модели определяются по формулам:

$$\begin{aligned}
 R0' &= \frac{R1R0}{R1 + R0}; \\
 R1' &= \frac{R0^2}{R1 + R0}; \\
 C1' &= \frac{C1}{\left(1 + \frac{R0}{R1}\right)^2} = \frac{R1^2 \cdot C1}{(R1 + R0)^2}
 \end{aligned}
 \tag{8.51}$$

Дальнейшие расчеты, связанные с определением электрического импеданса модели Фрике и Морзе (рисунок 8.5) аналогичны расчетам, применяемым к модели Коула (рисунок 8.4).

8.3. Анализ погрешностей измерительного преобразователя электрического импеданса биологических тканей

В общем случае, частотная характеристика может быть определена как частное от деления преобразований Карсона, примененных к выходной реакции, соответственно, к входному воздействию, однако, это не всегда удобно и может привести к неоправданно большим вычислительным затратам.

Частотная характеристика электрического импеданса легко получается в цифровом виде, если к переходной функции, которая представлена в виде массива экспериментальных данных, применить методику переходных функций, описанную в разделе 8.2.

Ступенчатое тест-воздействие, формируемое в генераторе тестирующих воздействий измерительного преобразователя, должно содержать все частотные компоненты, представляющие интерес при анализе частотной характеристики электрического импеданса биологического объекта. При использовании реальных тест-воздействий, моделирующих единичную функцию (например, в виде прямоугольного импульса с конечными параметрами), необходимо учитывать их конечный частотный спектр, в отличие от бесконечного спектра идеальных тест сигналов.

В случае ступенчатых тестирующих сигналов расхождение спектров возникает, в основном, из-за конечной длительности времени установления амплитуды воздействия (фронта тест сигнала).

ла) [90]. Длительность времени установления тест сигнала зависит от частотных свойств формирователя воздействия измерительного преобразователя, в частности, определяется спадом его частотной характеристики в области высоких частот.

Погрешность измерительного преобразователя электрического импеданса исследуемого биологического объекта методом переходных функций будет зависеть от степени соответствия параметров тестирующего импульса генератора тестирующих воздействий единичной ступенчатой функции Хевисайда (8.1). Для оценки погрешности метода переходных функций в зависимости от параметров реального тестирующего импульса тока в качестве объекта исследования будем использовать электрические эквивалентные схемы замещения моделей электрического импеданса.

В качестве моделей электрического импеданса может быть использована параллельная RC-цепь (рисунок 8.3). Параметры цепи следующие: $R = 10 \text{ кОм}$, $C = 0,1 \text{ мкФ}$.

Электрический импеданс и переходная функция данной цепи при тестировании идеальным ступенчатым импульсом тока были определены в разделе 8.2. Выражение для выходного напряжения $U(p)$ исследуемой цепи в операторной форме при пропускании через нее тестирующего тока $I(p)$ имеет вид:

$$U(p) = I(p) \cdot \frac{1}{C \cdot (p + \frac{1}{RC})}$$

Пусть сигнал тестирующего генератора ИП задан в виде:

$$i(t) = \begin{cases} I_0(1 - \exp(-t/T_\phi)), t \geq 0 \\ 0, t < 0 \end{cases} \quad (8.52)$$

где: T_ϕ - постоянная времени процесса формирования фронта воздействия.

Очевидно, что чем меньше постоянная времени процесса формирования фронта воздействия, тем более близок вид ступен-

чатого тестирующего сигнала к ступенчатой функции Хевисайда (8.1). Т.е. функция $i(t) \rightarrow I_0 \cdot \gamma(t)$, при $T_\phi \rightarrow 0$.

Выражение для тестирующего тока (8.52) в операторной форме будет иметь вид:

$$I(p) = I_0 \frac{1}{p} - I_0 \frac{1}{\left(p + \frac{1}{T_\phi}\right)} \quad (8.53)$$

Тогда выражение для выходного напряжения $U(p)$ модели в операторной форме при воздействии током (8.53) определится как:

$$U(p) = \left[I_0 \frac{1}{p} - I_0 \frac{1}{\left(p + \frac{1}{T_\phi}\right)} \right] \cdot \frac{1}{C \left(p + \frac{1}{RC}\right)} \quad (8.54)$$

Переходя от изображений к оригиналам, получим выражение для выходного напряжения модели при воздействии током вида (8.52):

$$U(t) = I_0 R \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right] - \frac{I_0}{C} \cdot \left[\frac{\exp\left(-\frac{t}{T_\phi}\right) - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)}{\frac{1}{RC} - \frac{1}{T_\phi}} \right] \quad (8.55)$$

Исходя из (8.55), получим выражение для переходной функции модели, при воздействии тестирующим током вида (8.52):

$$g(t) = R \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right] - \frac{1}{C} \cdot \left[\frac{\exp\left(-\frac{t}{T_\phi}\right) - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)}{\frac{1}{RC} - \frac{1}{T_\phi}} \right] \quad (8.56)$$

Таким образом, при определении переходной функции исследуемой цепи посредством тестирования цепи импульсом тока

вида (8.52) возникает погрешность, величина которой зависит от соотношения длительности фронта тестирующего тока генератора тестирующих воздействий ИП и собственной постоянной времени исследуемой цепи.

На основании полученного выражения для переходной функции (8.56) определим электрический импеданс исследуемой цепи (рисунок 8.3) согласно выражению (8.23):

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + j\omega RC} - \frac{j\omega RT_\phi}{(T_\phi - RC)} \left[\frac{T_\phi}{1 + j\omega T_\phi} - \frac{RC}{1 + j\omega RC} \right] \quad (8.57)$$

Введем замену:

$$a_1 = \frac{T_\phi}{RC} \quad (8.58)$$

Тогда выражение (8.57) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - \frac{j\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - \frac{j(\omega R^2 C a_1 - \omega^3 R^4 C^3 a_1^2) - \omega^2 R^3 C^2 a_1 (1 + a_1)}{(1 + \omega^2 R^2 C^2 a_1^2)(1 + \omega^2 R^2 C^2)} \quad (8.59)$$

Определим выражение зависимости погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса модели (рисунок 8.3) от фронта тестирующего импульса тока, основываясь на выражении (8.59) и выражении для импеданса исследуемой цепи, полученном ранее (8.27).

Символическим методом был определен импеданс исследуемой модели (рисунок 8.3):

$$Z(j\omega)_{ideal} = \frac{R}{1 + j\omega RC} = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - \frac{j\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

Тогда относительная погрешность определения активной и реактивной составляющих импеданса модели методом переходных функций при использовании в качестве тестирующего сигнала импульса тока $i(t)$ вида (8.52), определится по формуле:

$$\delta_{\text{Re}} = \frac{|\text{Re}(Z) - \text{Re}(Z_{\text{ideal}})|}{\text{Re}(Z_{\text{ideal}})} = \frac{\omega^2 R^2 C^2 a_1 (1 + a_1)}{(1 + \omega^2 R^2 C^2 a_1^2)} \quad (8.60)$$

$$\delta_{\text{Im}} = \frac{|\text{Im}(Z) - \text{Im}(Z_{\text{ideal}})|}{\text{Im}(Z_{\text{ideal}})} = \frac{a_1 - \omega^2 R^2 C^2 a_1^2}{(1 + \omega^2 R^2 C^2 a_1^2)} \quad (8.61)$$

Частотные зависимости погрешности определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса исследуемой цепи (рисунок 8.3) от длительности фронта тестирующего воздействия приведены на рисунках 8.8 и 8.9. Параметры исследуемой цепи: $R = 10 \text{ кОм}$, $C = 0,1 \text{ мкФ}$.

Таким образом, для частотного диапазона от 0.01 до 10^6 Гц погрешность определения электрического импеданса увеличивается в области верхних частот с увеличением длительности фронта тестирующего импульса; при ограничении погрешности определения параметров электрического импеданса модели однородных проводников (рисунок 8.3) менее 5% , длительность фронта тестирующего сигнала должна составлять не более $0,5 \text{ мкс}$ (значение коэффициента $a_1 = 0,0005$).

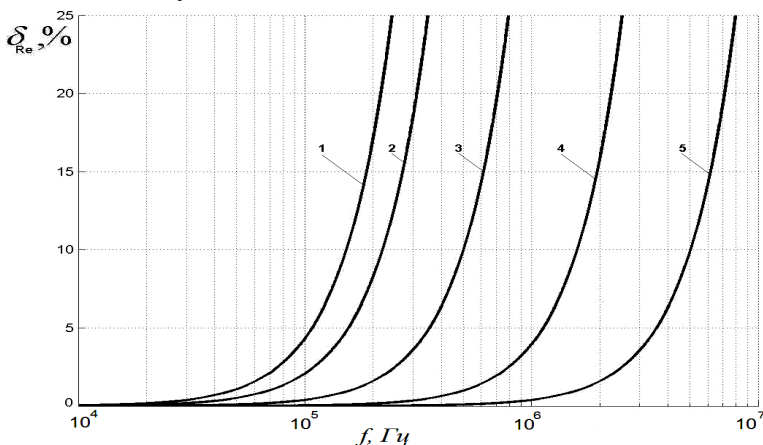


Рисунок 8.8 – Погрешность определения активной составляющей импеданса исследуемой цепи в зависимости от длительности фронта тестирующего воздействия для различных значений a_1 :

1 – 10^{-2} , 2 – 10^{-3} , 3 – $5 \cdot 10^{-4}$, 4 – 10^{-4} , 5 – 10^{-5}

Рассчитаем зависимость погрешности определения электрического импеданса параллельной RC-цепи от длительности тестирующего тока генератора тестирующего воздействия измерительного преобразователя.

Тестирующий сигнал конечной длительности t_u может быть задан выражением:

$$i(t) = \begin{cases} I_0 \gamma(t) - I_0 \gamma(t - t_u), & t_u \geq t \geq 0 \\ 0, & t_u < t < 0 \end{cases} \quad (8.62)$$

где: I_0 - амплитуда тестирующего тока, t_u - длительность тестирующего импульса тока.

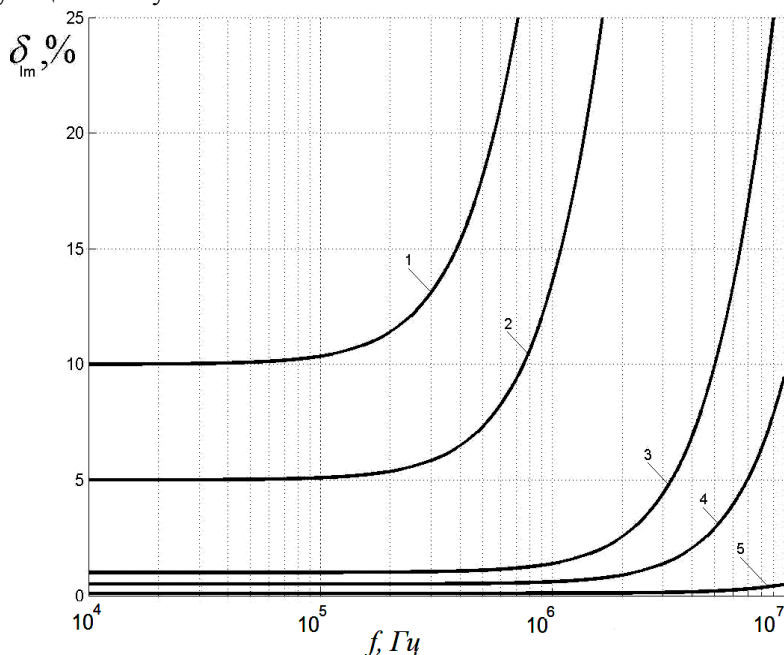


Рисунок 8.9 – Погрешность определения реактивной составляющей импеданса исследуемой цепи в зависимости от длительности фронта тестирующего воздействия для различных значений a_1 :

1 – 10^{-2} , 2 – 10^{-3} , 3 – $5 \cdot 10^{-4}$, 4 – 10^{-4} , 5 – 10^{-5}

Графический вид данного сигнала показан на рисунке 8.10.

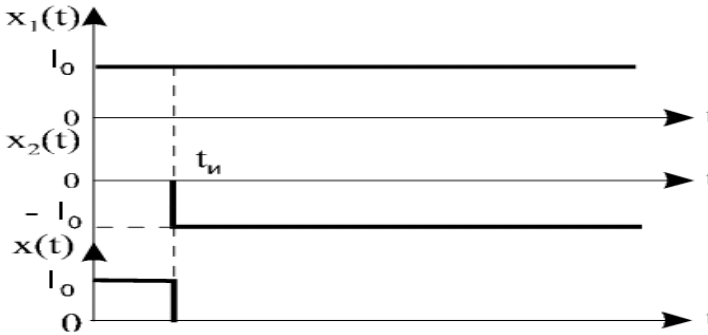


Рисунок 8.10 – Моделирование тестирующего сигнала конечной длительности

Очевидно, что чем больше длительность тестирующего импульса тока t_u , тем более близок вид ступенчатого тестирующего сигнала к ступенчатой функции Хевисайда (8.1). Т.е. функция $i(t) \rightarrow I_0 \cdot \gamma(t)$, при $t_u \rightarrow \infty$.

Выражение для тестирующего тока (8.62) в операторной форме будет иметь вид:

$$I(p) = I_0 \frac{1}{p} - I_0 \frac{1}{p} \exp(-pt_u) = I_0 \frac{1}{p} (1 - \exp(-pt_u)) \quad (8.63)$$

Тогда выражение для выходного напряжения $U(p)$ модели в операторной форме при воздействии током (8.63) определится как:

$$U(p) = \left[I_0 \frac{1}{p} (1 - \exp(-pt_u)) \right] \cdot \frac{1}{C \left(p + \frac{1}{RC} \right)} \quad (8.64)$$

Переходя от изображений к оригиналам, получим выражение для выходного напряжения модели при воздействии током вида (8.62):

$$U(t) = I_0 R \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right] - I_0 R \cdot \gamma(t - t_u) \left[1 - \exp\left(-\frac{t - t_u}{RC}\right) \right] \quad (8.65)$$

Исходя из (8.65), получим выражение для переходной функции модели, при воздействии тестирующим током вида (8.62):

$$g(t) = R \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{RC} \right) \right] - R \cdot \gamma(t - t_u) \left[1 - \exp \left(-\frac{t - t_u}{RC} \right) \right] \quad (8.66)$$

Таким образом, при определении переходной функции исследуемой цепи посредством тестирования цепи импульсом тока вида (8.62) возникает погрешность, величина которой зависит от соотношения длительности t_u тестирующего импульса тока и собственной постоянной времени исследуемой цепи.

На основании полученного выражения для переходной функции (8.66) был определен электрический импеданс исследуемой цепи (рисунок 8.3) согласно выражению (8.22).

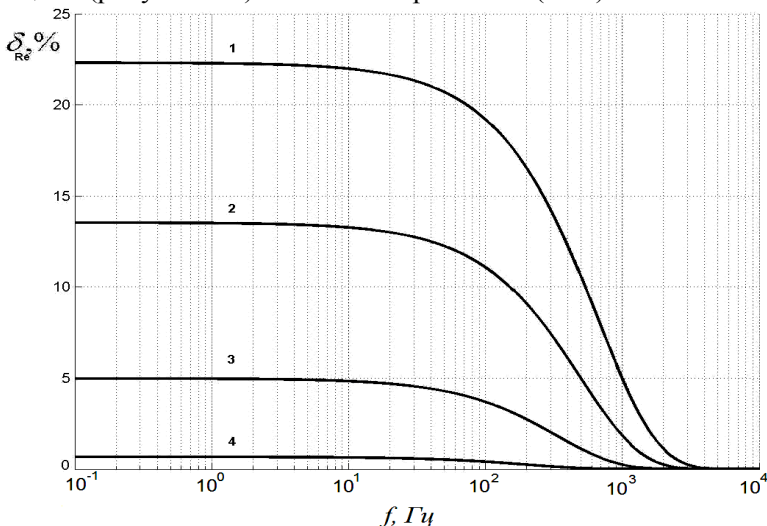


Рисунок 8.11 – Погрешность определения активной составляющей импеданса исследуемой модели в зависимости от длительности тестирующего воздействия для различных значений a_2 :

1 – 0,5; 2 – 1; 3 – 5; 4 – 10

Введем замену:

$$a_2 = \frac{t_u}{RC} \quad (8.67)$$

Частотные зависимости погрешности определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса исследуемой цепи (рисунок 8.3) от величины коэффициента a_2 приведены на рисунках 8.11, 8.12. Параметры исследуемой цепи: $R=10$ кОм, $C=0,1$ мкФ. Таким образом, для частотного диапазона от 0.01 до 10^6 Гц погрешность определения частотных характеристик электрического импеданса модели однородных проводников (рисунок 8.3.) увеличивается в области нижних частот с уменьшением длительности тестирующего импульса. Для определения параметров электрического импеданса модели (рисунок 8.3.) с погрешностью менее 5%, длительность тестирующего сигнала должна составлять не более 10 мс (значение коэффициента $a_2=10$).

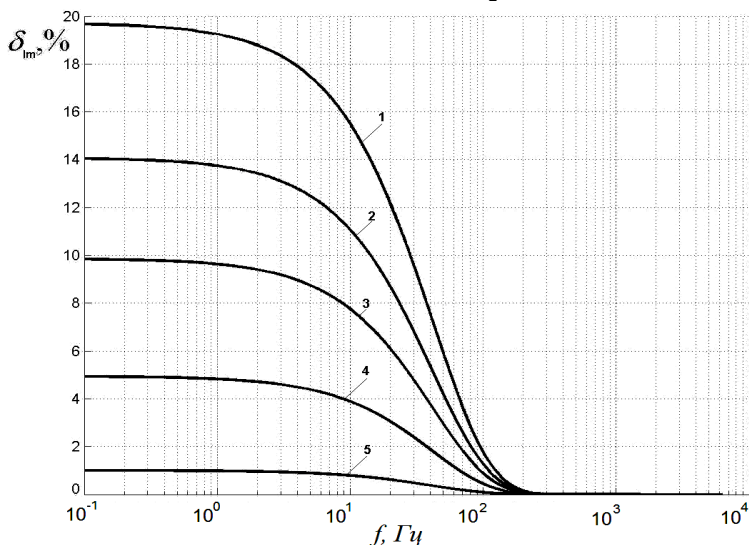


Рисунок 8.12 – Зависимость погрешности определения реактивной составляющей импеданса исследуемой модели в зависимости от длительности тестирующего воздействия для различных значений a_2 :

1 – 0,5; 2 – 1; 3 – 5; 4 – 10

В качестве моделей электрического импеданса сложных неоднородных проводников может быть использована последова-

тельно-параллельная RC-цепь или модель Коула (рисунок 8.4) с параметрами: $R_0 = 100 \text{ Ом}$, $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $C_1 = 0.1 \text{ мкФ}$.

Электрический импеданс и переходная функция данной цепи при тестировании импульсом тока вида (8.1) были определены в разделе 8.2. Выражение для выходного напряжения $U(p)$ исследуемой цепи в операторной форме при пропускании через нее тестирующего тока $I(p)$ имеет вид (8.44):

$$U(p) = I(p) \cdot R_0 + I(p) \frac{1}{C_1 \left(p + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \right)}$$

Тогда выражение для выходного напряжения $U(p)$ модели в операторной форме при воздействии током (8.53) определится как:

$$U(p) = \left[I_0 \frac{1}{p} - I_0 \frac{1}{\left(p + \frac{1}{T_\phi} \right)} \right] \cdot \left[R_0 + \frac{1}{C_1 \left(p + \frac{1}{R_1 C_1} \right)} \right] \quad (8.68)$$

Переходя от изображений к оригиналам, получим выражение для выходного напряжения модели при воздействии током вида (8.52):

$$U(t) = I_0 R_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_\phi}\right) \right] + I_0 R_1 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) \right] - \frac{I_0}{C_1} \cdot \left[\frac{\exp\left(-\frac{t}{T_\phi}\right) - \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right)}{\frac{1}{R_1 C_1} - \frac{1}{T_\phi}} \right] \quad (8.69)$$

Исходя из (8.69), получим выражение для переходной функции модели, при воздействии тестирующим током вида (8.52):

$$g(t) = R0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_\phi}\right) \right] + R1 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R1C1}\right) \right] - \frac{1}{C1} \cdot \left[\frac{\exp\left(-\frac{t}{T_\phi}\right) - \exp\left(-\frac{t}{R1C1}\right)}{\frac{1}{R1C1} - \frac{1}{T_\phi}} \right] \quad (8.70)$$

Таким образом, при определении переходной функции исследуемой цепи посредством тестирования цепи импульсом тока вида (8.52) возникает погрешность, величина которой зависит от соотношения длительности фронта тестирующего тока и собственной постоянной времени исследуемой цепи.

На основании полученного выражения для переходной функции (8.70) определим электрический импеданс исследуемой цепи (рисунок 8.4) согласно выражению (8.23):

$$Z(j\omega) = \frac{R0}{1 + j\omega T_\phi} + \frac{R1}{1 + j\omega R1C1} \frac{j\omega R1T_\phi}{(j\omega T_\phi) - R1C1} \left[\frac{T_\phi}{1 + j\omega T_\phi} - \frac{R1C1}{1 + j\omega R1C1} \right]$$

Введем замену:

$$a_1 = \frac{T_\phi}{R1C1} \quad (8.72)$$

Тогда выражение (8.71) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{a_1(R0 + R1) + j\omega a_1 R1R0C1}{(a_1 + j\omega R1C1)(1 + j\omega R1C1)} \quad (8.73)$$

Выделим активную и реактивную составляющие:

$$\operatorname{Re}(Z(j\omega)) = \frac{a_1(R0 + R1)(a_1 - \omega^2 R1^2 C1^2) + a_1(1 + a_1)\omega^2 R1^2 C1^2 R0}{(a_1 - \omega^2 R1^2 C1^2)^2 + (1 + a_1)^2 \omega^2 R1^2 C1^2} \quad (8.74)$$

$$\operatorname{Im}(Z(j\omega)) = \frac{a_1 \omega R0 R1 C1 (a_1 - \omega^2 R1^2 C1^2) - a_1(1 + a_1) \omega R1 C1 (R0 + R1)}{(a_1 - \omega^2 R1^2 C1^2)^2 + (1 + a_1)^2 \omega^2 R1^2 C1^2} \quad (8.75)$$

Определим выражение зависимости погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса

модели (рисунок 8.3) от фронта тестирующего импульса тока, основываясь на выражении (8.73) и выражении для импеданса исследуемой цепи, полученном ранее (8.39).

Символическим методом был определен импеданс исследуемой модели (рисунок 8.4):

$$Z(j\omega) = R0 + \frac{R1}{1 + j\omega \cdot R1 \cdot C1} = R0 + \frac{R1}{1 + \omega^2 R1^2 C1^2} - j \frac{\omega R1^2 C1}{1 + \omega^2 R1^2 C1^2}$$

Тогда относительная погрешность определения активной и реактивной составляющих импеданса модели методом переходных функций при использовании в качестве тестирующего сигнала импульса тока $i(t)$ вида (8.52), определится по формуле:

$$\delta_{Re} = \frac{\omega^2 R1^2 C1^2 (a_1 R1 + R0 + R1 + \omega^2 R1^2 C1^2 R0)}{(a_1^2 + \omega^2 R1^2 C1^2)(R0 + R1 + \omega^2 R1^2 C1^2 R0)} \quad (8.76)$$

$$\delta_{Im} = \frac{\omega^2 R1^3 C1^2 - a_1 R0 \omega^2 R1^2 C1^2 - a_1 (R0 + R1)}{(a_1^2 + \omega^2 R1^2 C1^2) R1} \quad (8.77)$$

Частотные зависимости погрешности определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса исследуемой цепи (рисунок 8.3) от величины коэффициента a_1 приведены на рисунках 8.13 и 8.14. Параметры модели: $R0 = 100$ Ом, $R1 = 10$ кОм, $C1 = 0,1$ мкФ.

Таким образом, для частотного диапазона от 0.01 до 10^6 Гц погрешность определения электрического импеданса увеличивается в области верхних частот с увеличением длительности фронта тестирующего импульса; при ограничении погрешности определения параметров электрического импеданса модели неоднородных проводников (рисунок 8.4) менее 5 %, длительность фронта тестирующего сигнала должна составлять не более 0,05 мкс (значение коэффициента $a_1 = 0,00005$).

Рассчитаем зависимость погрешности определения электрического импеданса модели Коула (рисунок 8.4) от длительности t_u тестирующего импульса тока вида (8.62).

Электрический импеданс и переходная функция данной цепи при тестировании импульсом тока вида (8.1) были определены в разделе 8.2. Выражение для выходного напряжения $U(p)$ исследуемой цепи в операторной форме при пропускании через нее тестирующего тока $I(p)$ имеет вид (8.44):

$$U(p) = I(p) \cdot R_0 + I(p) \frac{1}{C_1 \left(p + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \right)}$$

Тогда выражение для выходного напряжения $U(p)$ модели в операторной форме при воздействии током (8.62) определится как:

$$U(p) = \left[I_0 \frac{1}{p} (1 - \exp(-pt_u)) \right] \cdot \left[R_0 + \frac{1}{C_1 \left(p + \frac{1}{R_1 C_1} \right)} \right] \quad (8.78)$$

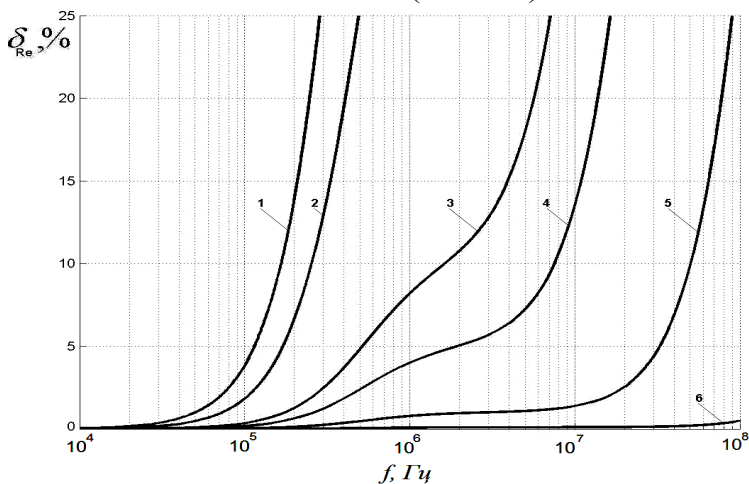


Рисунок 8.13 – Погрешность определения активной составляющей импеданса модели Коула в зависимости от длительности фронта тестирующего воздействия для различных значений a_1 :

1 – 0,01; 2 – 0,001; 3 – 0,0001; 4 – 0,0005; 5 – 0,0001; 6 – 0,0005

Переходя от изображений к оригиналам, получим выражение для выходного напряжения модели при воздействии током вида (8.62):

$$U(t) = I_0 R_0 - I_0 R_0 \gamma(t - t_u) + I_0 R_1 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) \right] - I_0 R_1 \cdot \gamma(t - t_u) \left[1 - \exp\left(-\frac{t - t_u}{R_1 C_1}\right) \right] \quad (8.79)$$

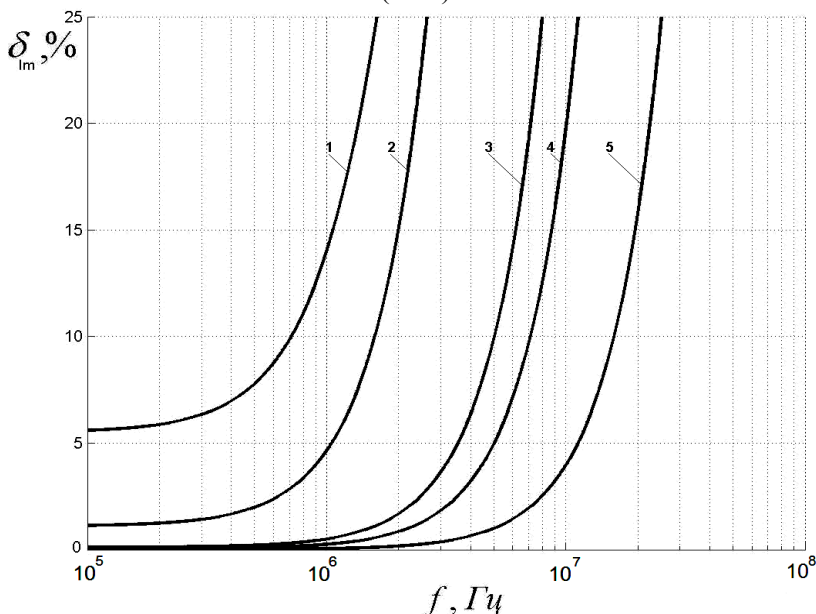


Рис. 8.14. Погрешность определения реактивной составляющей электрического импеданса модели Коула в зависимости от длительности фронта тестирующего воздействия для различных значений a_1 :

1 – 0,0005; 2 – 0,0001; 3 – 0,00005; 4 – 0,00001; 5 – 0,000005

Исходя из (8.79), получим выражение для переходной функции модели, при воздействии тестирующим током вида (8.62):

$$g(t) = R0 - R0\gamma(t-t_u) + R1 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R1C1}\right) \right] - \\ - R1 \cdot \gamma(t-t_u) \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_u}{R1C1}\right) \right] \quad (8.80)$$

Таким образом, при определении переходной функции исследуемой цепи посредством тестирования цепи импульсом тока вида (8.62) возникает погрешность, величина которой зависит от соотношения длительности тестирующего импульса тока t_u и собственной постоянной времени исследуемой модели.

На основании полученного выражения для переходной функции (8.80) был определен электрический импеданс исследуемой модели (рисунок 8.4) согласно выражению (8.22).

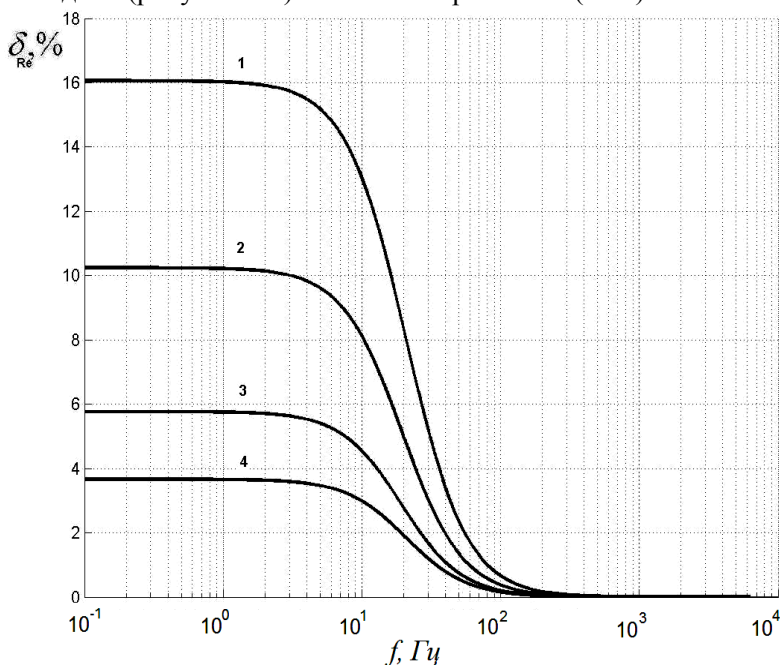


Рисунок 8.15 – Погрешность определения активной составляющей импеданса модели Коула в зависимости от длительности тестирующего воздействия для различных значений a_2 : 1 – 2, 2 – 4, 3 – 5, 4 – 10

Введем замену:

$$a_2 = \frac{t_u}{R_1 C_1} \quad (8.81)$$

Частотные зависимости погрешности определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса исследуемой модели (рисунок 8.4) от величины коэффициента a_2 приведены на рисунках 8.15, 8.16. Параметры модели: $R_0 = 100$ Ом, $R_1 = 10$ кОм, $C_1 = 0.1$ мкФ.

Таким образом, для частотного диапазона от 0.01 до 10^6 Гц погрешность определения частотных характеристик электрического импеданса модели неоднородных проводников (рисунок 8.4) увеличивается в области нижних частот с уменьшением длительности тестирующего импульса. Для определения параметров электрического импеданса модели (рисунок 8.4) с погрешностью менее 5%, длительность тестирующего сигнала должна составлять не более 50 мс (значение коэффициента $a_2 = 50$).

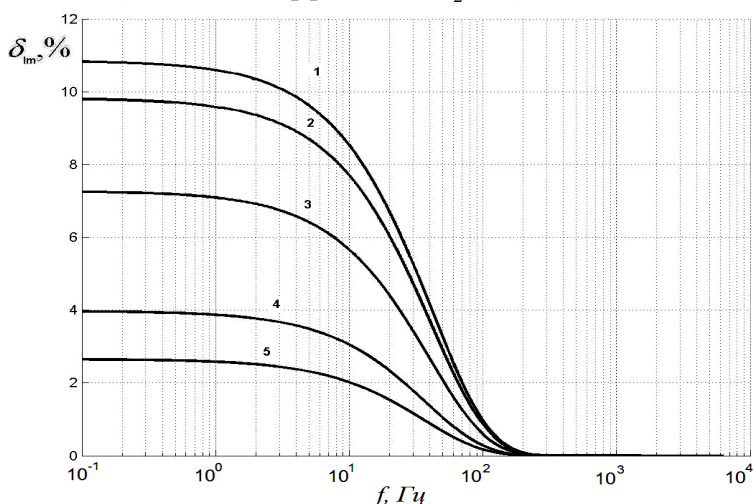


Рисунок 8.16 – Погрешность определения реактивной составляющей электрического импеданса модели Коула в зависимости от длительности тестирующего воздействия для различных значений a_2 :

1 – 5, 2 – 10, 3 – 20, 4 – 50, 5 – 100

8.4. Моделирование измерительного преобразователя биоэлектрического импеданса при использовании различных схем формирования измерительного сигнала

8.4.1. Анализ схем формирования сигнала измерительных преобразователей биоэлектрического импеданса

Как следует из обзора, при исследовании электрического импеданса используются измерительные преобразователи, построенные по схеме с двумя, тремя и четырьмя электродами. Проанализируем используемые в измерительных преобразователях схемы применительно к методике измерения электрического импеданса с помощью анализа переходной функции.

Для двухэлектродной схемы (рисунок 8.17) источник тестирующего тока ступенчатой формы 1 подключается к расположенным на биологическом объекте 2, электродам Э1 и Э2, к которым, в свою очередь, подключаются входы измерительного усилителя 3. При этом при соблюдении условия генератора тока, напряжение, регистрируемое измерительным усилителем, пропорционально измеряемому импедансу.

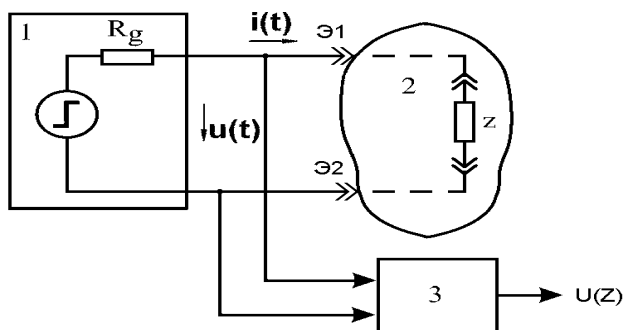


Рисунок 8.17 – Двухэлектродная схема измерения электрического импеданса

Для трехэлектродной схемы (рисунок 8.18) источник тестирующего тока ступенчатой формы 1 подключается к расположенным на биологическом объекте 2, электродам Э1 и Э3, а входы из-

мерительного усилителя 3 подключаются к электродам Э2 и Э3. Таким образом, трехэлектродная схема построена так, что электрод Э3 является общим для источника тестирующего тока, биологического объекта и измерительного усилителя, а напряжение, регистрируемое измерительным усилителем, пропорционально импедансу участка цепи, находящегося между электродами Э2 и Э3 (при условии, что источник тестирующего тока обладает свойствами генератора тока).

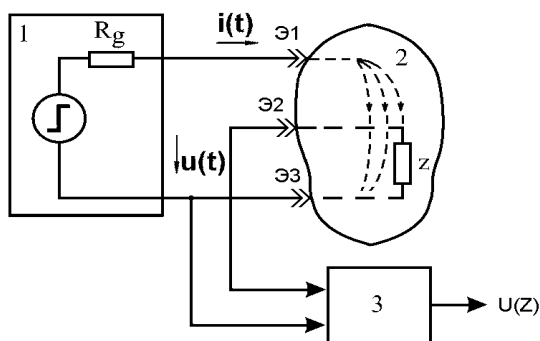


Рисунок 8.18 – Трехэлектродная схема измерения электрического импеданса

Для четырехэлектродной схемы (рисунок 8.19) источник тестирующего тока ступенчатой формы 1 подключается к расположенным на биологическом объекте 2, электродам Э1 и Э4, а входы измерительного усилителя 3 подключаются к электродам Э2 и Э3. Таким образом, напряжение, регистрируемое измерительным усилителем, пропорционально импедансу участка цепи, находящегося между электродами Э2 и Э3 (при условии, что источник тестирующего тока обладает свойствами генератора тока).

Напряжение, регистрируемое на входе измерительного усилителя, обусловлено падением напряжения на исследуемом сопротивлении. Однако явление поляризации электродов создает дополнительный импеданс в цепи измерительного тока. Этот электродный импеданс обусловлен поляризацией ионов в электролите, являющемся средой распространения тока. Эквивалентные схемы

измерения импеданса в этом случае приобретают вид (рисунки 8.20 – 8.22).

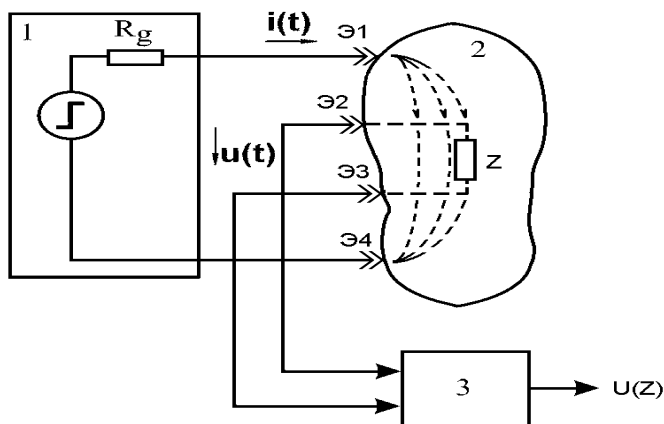


Рисунок 8.19 – Четырехэлектродная схема измерения электрического импеданса

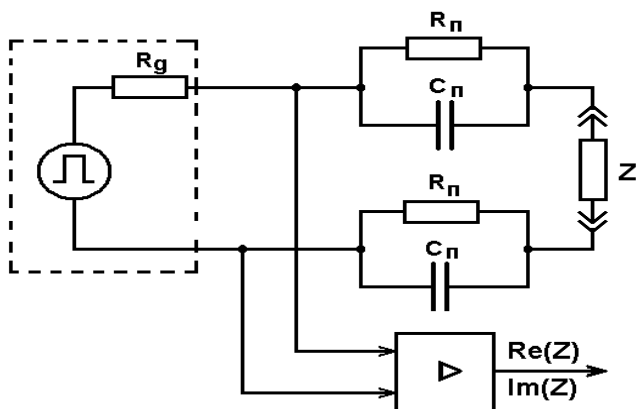


Рисунок 8.20 – Эквивалентная схема входной цепи двухэлектродного измерительного преобразователя электрического импеданса

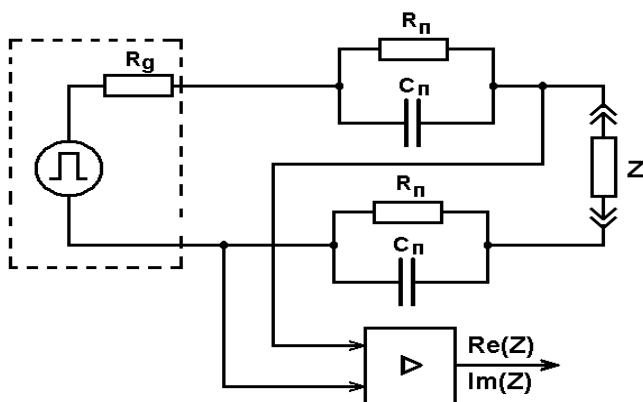


Рисунок 8.21 – Эквивалентная схема входной цепи трехэлектродного измерительного преобразователя электрического импеданса

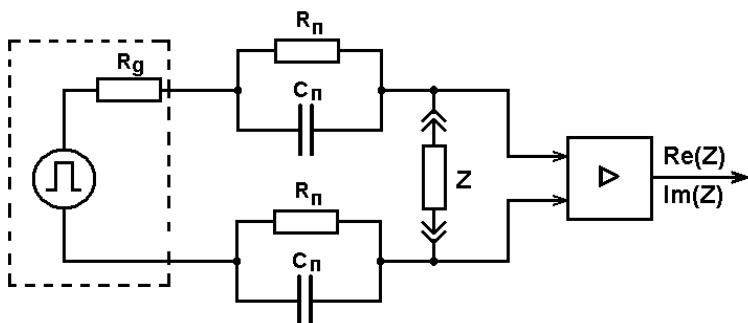


Рисунок 8.22 – Эквивалентная схема входной цепи четырехэлектродного измерительного преобразователя электрического импеданса

8.4.2. Измерительные преобразователи биоэлектрического импеданса в отсутствии эффекта поляризации электродов

Рассмотрим идеальный случай, когда эффект поляризации отсутствует, т.е. $R_{II}, C_{II} = 0$. Для отражения электрических свойств электрического импеданса воспользуемся эквивалентными

схемами замещения импеданса исследуемого объекта, описанными в разделе 8.2.

Эквивалентная схема 1. Параллельная RC-цепь.

Представим эквивалентную схему электрического импеданса исследуемого объекта в виде параллельной RC-цепи (рисунок 8.3), с параметрами $R1$ и $C1$. Тогда для случая, когда $R_{ex.yc} \gg |Z|$, где $R_{ex.yc}$ - входное сопротивление усилителя, $|Z|$ - модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.23. Исследуем зависимость погрешности определения электрического импеданса от изменения выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов.

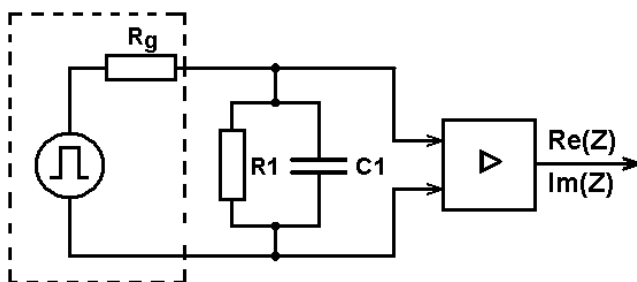


Рисунок 8.23 – Эквивалентная схема измерения импеданса, заданного параллельной RC-цепью, при отсутствии эффекта поляризации

Параметры RC-цепи выберем того же порядка, что и параметры электрической схемы замещения крови, определенные методом переходных функций. Согласно [91], параметры параллельной схемы замещения крови следующие: $R1=10$ кОм, $C1=1$ мкФ. Импеданс исследуемой RC-цепи с учетом влияния выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g , определится по формуле:

$$Z_{исc} = \frac{R1}{1 + \frac{R1}{R_g} + j\omega R1 C1} \quad (8.84)$$

Введем замену:

$$a_4 = \frac{R1}{R_g} \quad (8.85)$$

Относительные погрешности измерения активной и реактивной составляющих импеданса, заданного параллельной RC-цепью, с учетом влияния величины выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g определяются по формуле:

$$\delta_{\text{Re}} = \left| \frac{\text{Re}(Z_{\text{ИСС}}) - \text{Re}(Z_{\text{РАСЧ}})}{\text{Re}(Z_{\text{РАСЧ}})} \right| \quad (8.86)$$

$$\delta_{\text{Im}} = \left| \frac{\text{Im}(Z_{\text{ИСС}}) - \text{Im}(Z_{\text{РАСЧ}})}{\text{Im}(Z_{\text{РАСЧ}})} \right| \quad (8.87)$$

где: δ_{Re} - относительная погрешность измерения активной составляющей импеданса исследуемой цепи; δ_{Im} - относительная погрешность измерения реактивной составляющей импеданса исследуемой цепи; $Z_{\text{ИСС}}$ - импеданс исследуемой эквивалентной цепи с учетом влияния величины R_g ; $Z_{\text{РАСЧ}}$ - расчетный импеданс исследуемой цепи.

Можем записать:

$$\delta_{\text{Re}} = \frac{a_4 \cdot (\omega^2 R1^2 C1^2 - a_4 - 1)}{(1 + a_4)^2 + \omega^2 R1^2 C1^2} \quad (8.88)$$

$$\delta_{\text{Im}} = \frac{a_4 \cdot (a_4 + 2)}{(1 + a_4)^2 + \omega^2 R1^2 C1^2} \quad (8.89)$$

Зависимости погрешностей измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса, заданного параллельной RC-цепью, от величины коэффициента a_4 показаны на рисунках 8.24 – 8.25.

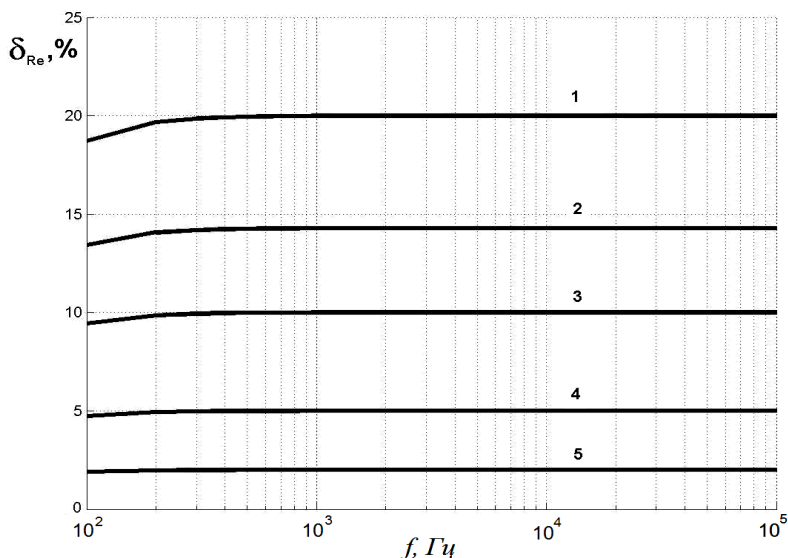


Рисунок 8.24 – Погрешность определения активной составляющей импеданса, заданного параллельной RC-цепью, в зависимости от соотношения между выходным сопротивлением генератора тестирующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта: **1 – 5, 2 – 7, 3 – 10, 4 – 20, 5 – 50**

Полученные зависимости показывают, что для эквивалентной схемы замещения (рисунок 8.39), увеличение выходного сопротивления генератора тестирующего тока R_g измерительного преобразователя приводит к снижению погрешностей измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса параллельной RC-цепи. При ограничении погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса однородных проводников менее 5%, соотношение между выходным сопротивлением генератора тестирующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта должно составлять не менее 50.

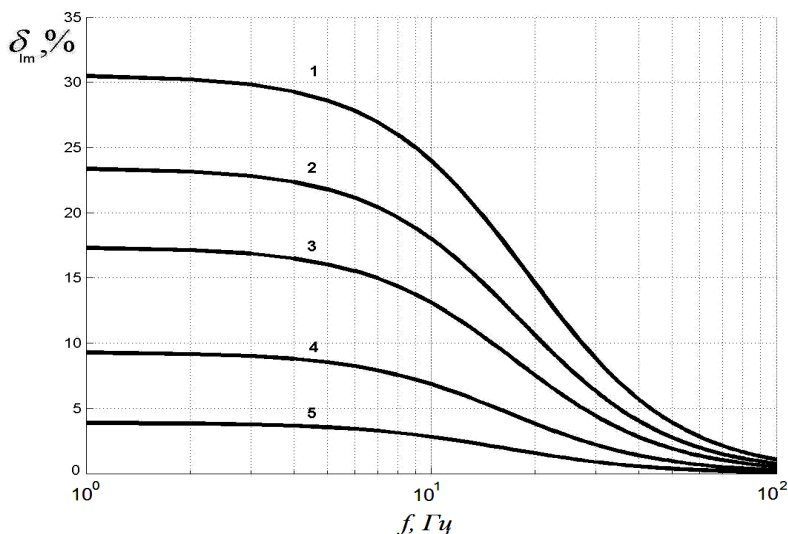


Рисунок 8.25 – Погрешность определения реактивной составляющей импеданса, заданного параллельной RC-цепью, в зависимости от соотношения между выходным сопротивлением генератора тестирующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта: 1 – 5, 2 – 7, 3 – 10, 4 – 20, 5 – 50

Эквивалентная схема 2. Модель Коула.

Представим эквивалентную схему электрического импеданса исследуемого объекта в виде модели Коула (рисунок 8.4), с параметрами R_0, R_1, C_1 . Тогда для случая, когда $R_{\text{ex.yc}} \gg |Z|$, где $R_{\text{ex.yc}}$ - входное сопротивление усилителя, $|Z|$ - модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.26. Исследуем зависимость погрешности определения электрического импеданса, заданного моделью Коула от изменения выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов.

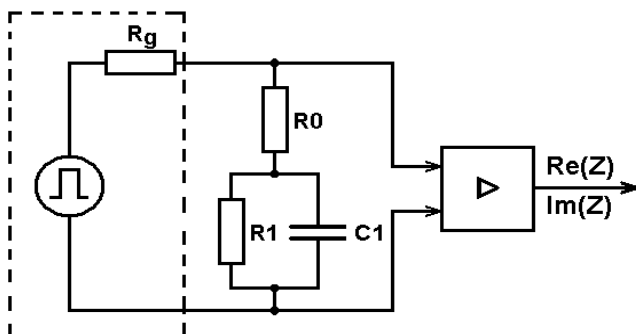


Рисунок 8.26 – Эквивалентная схема измерения импеданса, заданного моделью Коула, при отсутствии эффекта поляризации

Параметры модели Коула выберем того же порядка, что и параметры электрической схемы замещения, определенные в работе [92]. Как было показано в [93] проводились исследования человеческой крови посредством оценки электрического импеданса методом структурно-функциональной идентификации. Полученный в результате функциональной идентификации операторный импеданс крови рассматривался в пространстве состояний эквивалентных схем замещения. Эквивалентная схема замещения имела вид модели Коула, параметры которой составили: $R_0=100$ Ом, $R_1=10$ кОм, $C_1=10$ мкФ. Импеданс исследуемой схемы Коула с учетом влияния выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g определится по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{R_0 \cdot (1 + j\omega R_1 C_1) + R_1}{(1 + j\omega R_1 C_1) + \frac{R_0}{R_g} (1 + j\omega R_1 C_1) + \frac{R_1}{R_g}} \quad (8.90)$$

Для учета влияния величины выходного сопротивления генератора введем соотношение:

$$a_5 = \frac{R_g}{|Z|}$$

где: $|Z|$ - абсолютная величина сопротивления исследуемой цепи.

Относительные погрешности измерения активной и реактивной составляющих импеданса схемы Коула с учетом влияния величины выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g определяются по формулам 8.86–8.87.

Зависимости погрешностей определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса модели Коула от изменения выходного сопротивления источника тестирующего тока R_g показаны на рисунках 8.27 – 8.28.

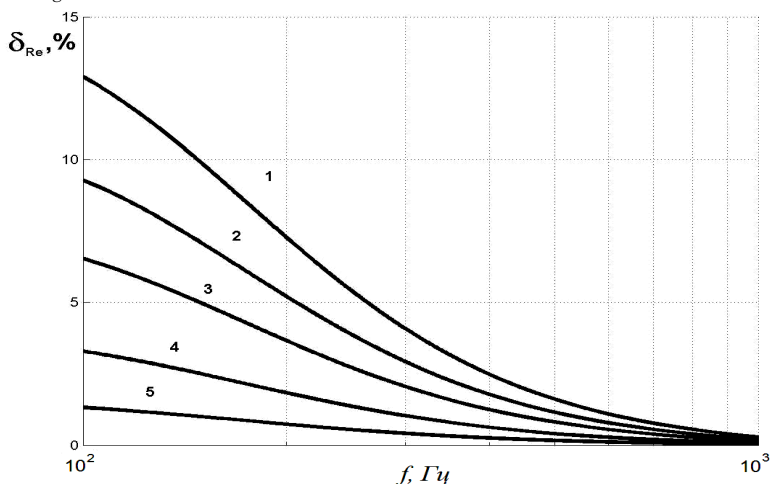


Рисунок 8.27 – Погрешность определения активной составляющей импеданса, заданного моделью Коула, в зависимости от соотношения между выходным сопротивлением генератора тестирующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта:

1 – 5, 2 – 7, 3 – 10, 4 – 20, 5 – 50

Анализ полученных зависимостей показал, что увеличение выходного сопротивления генератора тестирующего тока R_g приводит к снижению погрешностей измерения активной и реактивной составляющих неоднородных проводников.

С целью достижения погрешности измерения составляющих электрического импеданса неоднородных проводников менее 5 %, соотношение между выходным сопротивлением генератора тести-

рующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта должно составлять не менее 50.

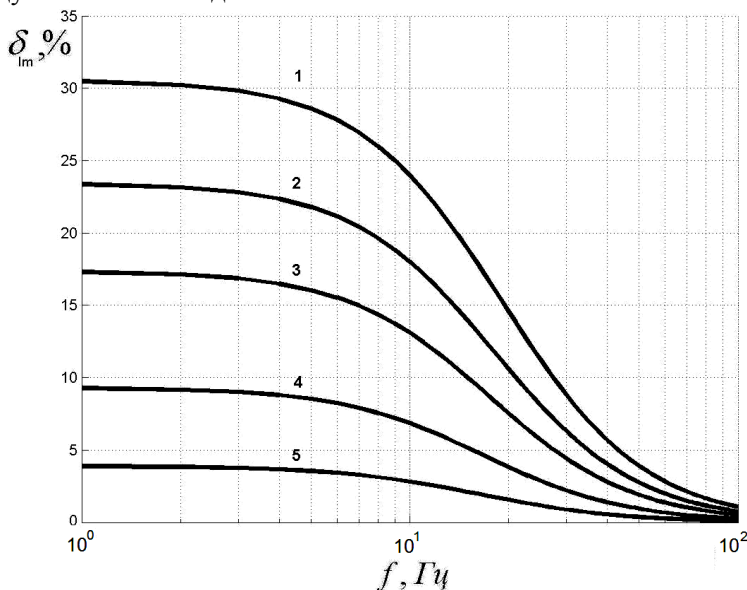


Рисунок 8.28 – Погрешность измерения реактивной составляющей импеданса, заданного моделью Коула, в зависимости от соотношения между выходным сопротивлением генератора тестирующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта:

1 – 5, 2 – 7, 3 – 10, 4 – 20, 5 – 50

8.4.3. Двухэлектродный измерительный преобразователь биоэлектрического импеданса

При использовании двухэлектродного преобразователя (рисунок 8.20) на погрешность измерения будет оказывать влияние как величина выходного сопротивления источника тестирующего тока, так и величины параметров электродного импеданса R_{II}, C_{II} , обусловленного эффектом поляризации. Исследуем зависимость погрешности определения электрического импеданса от изменения выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов.

Эквивалентная схема 1. Представим эквивалентную схему импеданса исследуемого объекта в виде параллельной RC-цепи (рисунок 8.3), с параметрами R_1 и C_1 , указанными в разделе 8.4.2. Тогда для случая, когда $R_{ex.yc} \gg |Z|$, где $R_{ex.yc}$ – входное сопротивление усилителя, $|Z|$ – модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.29.

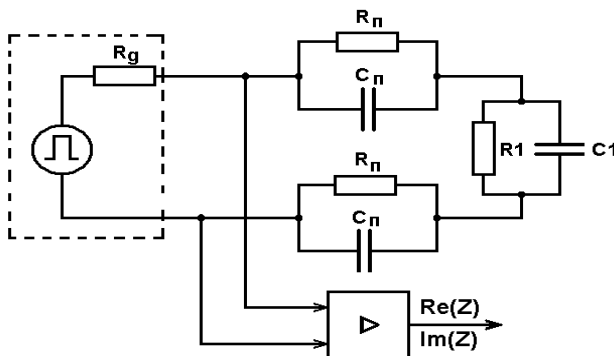


Рисунок 8.29 – Эквивалентная схема измерения импеданса, заданного параллельной RC-цепью, двухэлектродным измерительным преобразователем в условиях эффекта поляризации

Импеданс исследуемой RC-цепи при условии, что $R_g \gg R_1$ и эффекта поляризации определяется по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{2 \cdot R_{\pi} + R_1 \cdot \frac{(1 + j\omega R_{\pi} C_{\pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)}}{(1 + j\omega R_{\pi} C_{\pi}) + 2 \cdot \frac{R_{\pi}}{R_g} + \frac{R_1}{R_g} \cdot \frac{(1 + j\omega R_{\pi} C_{\pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)}} \quad (8.91)$$

где: R_{π}, C_{π} – поляризационные сопротивление и емкость, соответственно.

Введем замену:

$$\tau_{\pi} = R_{\pi} C_{\pi} \quad (8.92)$$

Тогда выражение (8.91) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{2 \cdot R_{II} + R_I \cdot \frac{(1 + j\omega\tau_{II})}{(1 + j\omega R_I C_I)}}{(1 + j\omega\tau_{II}) + 2 \cdot \frac{R_{II}}{R_g} + \frac{R_I}{R_g} \cdot \frac{(1 + j\omega\tau_{II})}{(1 + j\omega R_I C_I)}} \quad (8.93)$$

Для учета влияния величины выходного сопротивления генератора введем соотношение:

$$a_6 = \frac{R_g}{|Z|} \quad (8.94)$$

$$a_7 = \frac{\tau_{II}}{\tau} \quad (8.95)$$

где: $|Z|$ – характеристическое сопротивление исследуемого объекта; $\tau = R_I C_I$ – постоянная времени исследуемого объекта.

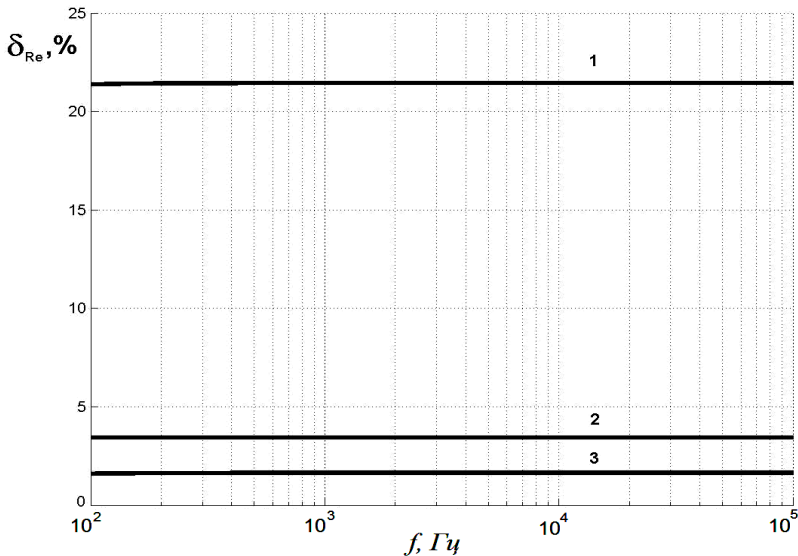


Рисунок 8.30 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

Зависимости относительных погрешностей определения импеданса однородных проводников от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого биологического объекта двухэлектродным измерительным преобразователем показаны на рисунках 8.30 – 8.33.

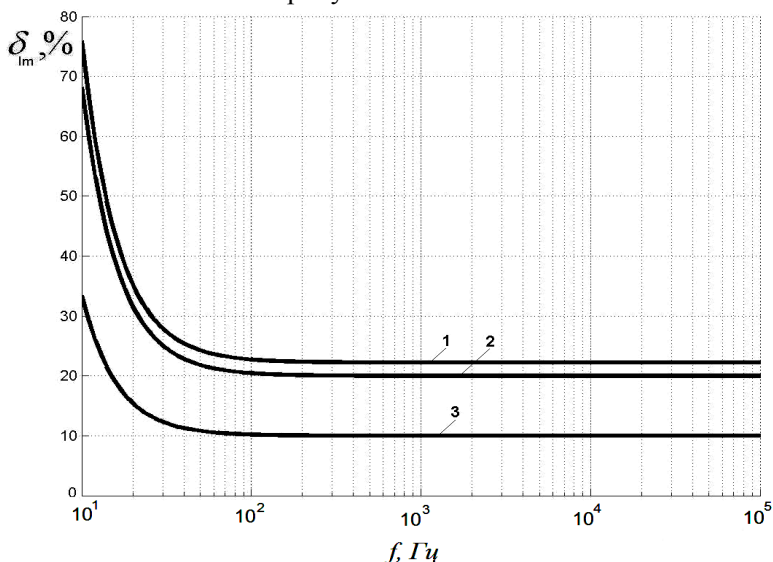


Рисунок 8.31 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

Полученные результаты показывают, что при использовании двухэлектродного преобразователя импеданса при учете эффекта поляризации, увеличение выходного сопротивления генератора тестирующего тока R_g приводит к снижению, а увеличение постоянной времени поляризации τ_{II} к увеличению погрешностей измерения погрешностей измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса, заданного параллельной RC-цепью.

При ограничении погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса однородных проводников менее 5% соотношение между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта следует выбирать не более 0,01.

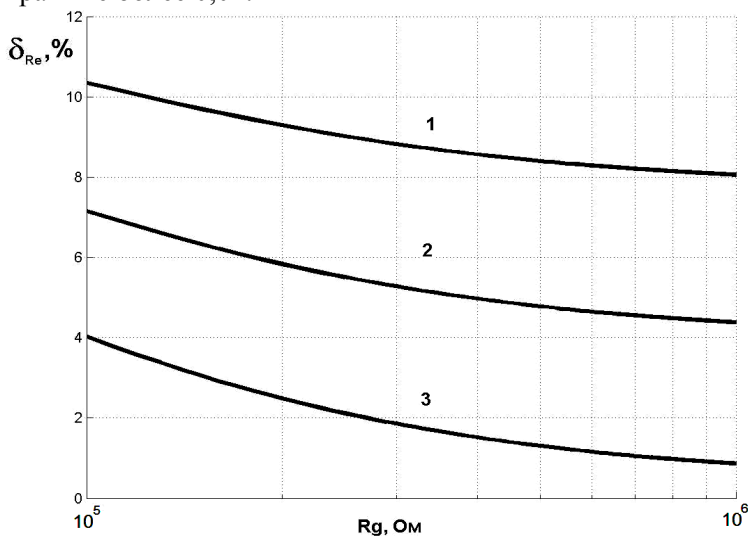


Рисунок 8.32 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока R_g для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

Эквивалентная схема 2. Модель Коула.

Представим эквивалентную схему электрического импеданса исследуемого объекта в виде модели Коула (рисунок 8.4), с параметрами R_0, R_1, C_1 , указанными в разделе 8.4.2. Тогда для случая, когда $R_{ex.ys} \gg |Z|$, где $R_{ex.ys}$ – входное сопротивление усилителя, $|Z|$ – модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.34. Исследуем зависимость

погрешности определения импеданса модели Коула от изменения выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов в условиях эффекта поляризации.

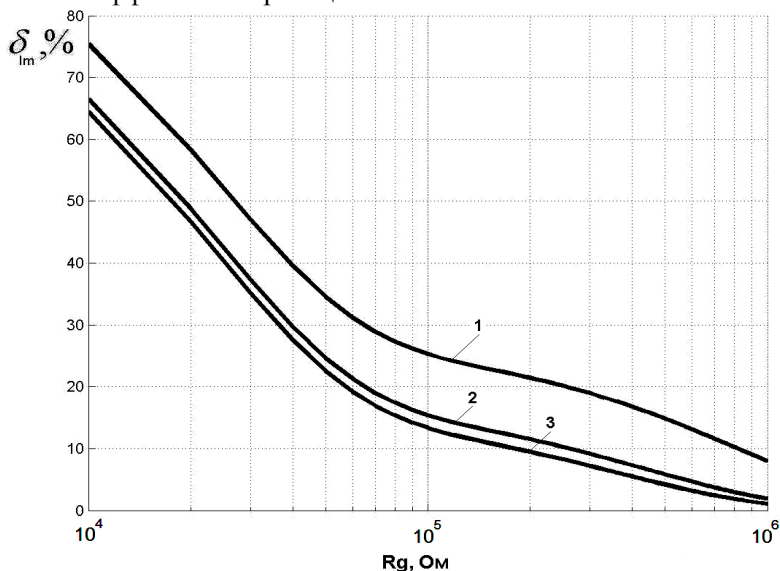


Рисунок 8.33 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока R_g для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

Импеданс исследуемой модели Коула с учетом влияния выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g и эффекта поляризации определится по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{2R_{\Pi} + R_1 \cdot \frac{(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)} + R_0(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})}{(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi}) \left(1 + \frac{R_0}{R_g}\right) + 2 \frac{R_{\Pi}}{R_g} + \frac{R_1}{R_g} \frac{(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)}} \quad (8.96)$$

где: R_{Π}, C_{Π} – поляризационные сопротивление и емкость, соответственно.

С учетом (8.92), выражение (8.94) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{2R_{\Pi} + R_1 \cdot \frac{(1 + j\omega\tau_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)} + R_0(1 + j\omega\tau_{\Pi})}{(1 + j\omega\tau_{\Pi})(1 + \frac{R_0}{R_g}) + 2 \frac{R_{\Pi}}{R_g} + \frac{R_1}{R_g} \frac{(1 + j\omega\tau_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)}} \quad (8.97)$$

Для учета влияния величины выходного сопротивления генератора и постоянной времени поляризации на погрешность измерения воспользуемся соотношениями (8.94) и (8.95).

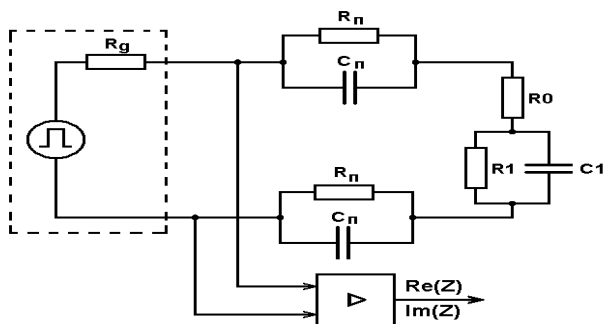


Рисунок 8.34 – Схема измерения импеданса, заданного моделью Коула, двухэлектродным измерительным преобразователем в условиях эффекта поляризации

Зависимости погрешностей определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса модели Коула двухэлектродным методом показаны на рисунках 8.35 – 8.38. Таким образом, в условиях эффекта поляризации, увеличение выходного сопротивления двухэлектродного преобразователя приводит к снижению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса. Увеличение постоянной времени поляризации приводит к увеличению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса.

При ограничении погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса неоднородных проводников менее 5% соотношение между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта следует выбирать не более 0,005.

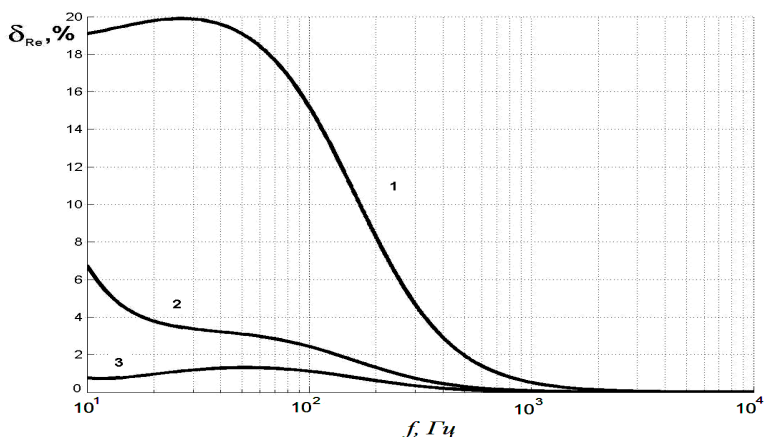


Рисунок 8.35 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

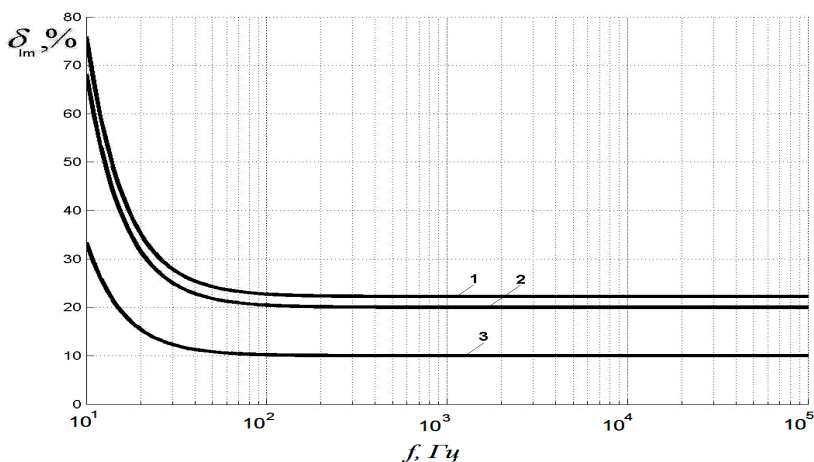


Рисунок 8.36 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

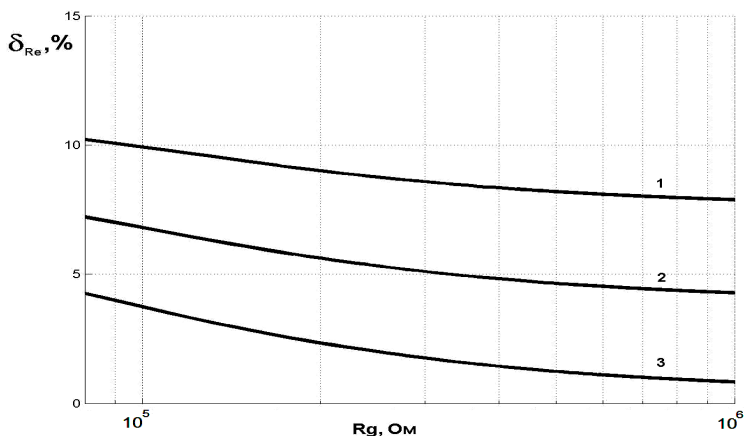


Рисунок 8.37 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

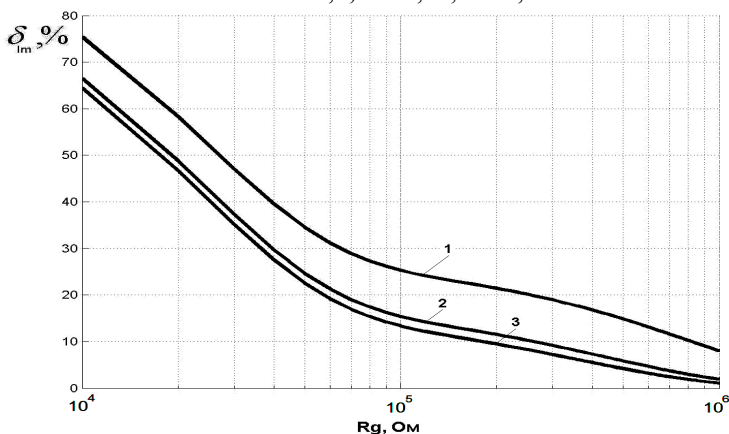


Рисунок 8.38 – Погрешность определения двухэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

8.4.4. Трехэлектродный измерительный преобразователь биоэлектрического импеданса

При использовании трехэлектродного преобразователя (рис. 8.37) на погрешность измерения электрического импеданса будет оказывать влияние величина выходного сопротивления источника тестирующего тока, в то время, как влияние параметров электродного импеданса R_{II}, C_{II} , обусловленного эффектом поляризации, будет несколько ослаблено, по сравнению с измерениями, выполненными с помощью двухэлектродного преобразователя. Исследуем зависимость погрешности определения электрического импеданса от изменения выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов в условиях эффекта поляризации.

Эквивалентная схема 1.

Представим эквивалентную схему импеданса исследуемого объекта в виде параллельной RC-цепи (рис. 8.3), с параметрами R_1 и C_1 , заданными в разделе 8.4.2. Тогда для случая, когда $R_{ex,yc} \gg |Z|$, где $R_{ex,yc}$ – входное сопротивление усилителя, $|Z|$ – модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.55. Импеданс исследуемой RC-цепи с учетом влияния выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g и эффекта поляризации определится по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{R_{II}(1 + j\omega R_1 C_1) + R_1(1 + j\omega R_{II} C_{II})}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_{II} C_{II}) + 2 \frac{R_{II}}{R_g} (1 + j\omega R_1 C_1) + \frac{R_1}{R_g} (1 + j\omega R_{II} C_{II})}$$

где: R_{II}, C_{II} – поляризационные сопротивление и емкость, соответственно.

С учетом (8.92), выражение (8.96) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{R_{\Pi} \cdot (1 + j\omega R_1 C_1) + R_1 \cdot (1 + j\omega \tau_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1) \cdot (1 + j\omega \tau_{\Pi}) + 2 \cdot \frac{(8.99)}{\omega} \cdot \frac{R_{\Pi}}{\tau_{\Pi}} \cdot (1 + j\omega R_1 C_1) + \frac{R_1}{\omega} \cdot (1 + j\omega \tau_{\Pi})}$$

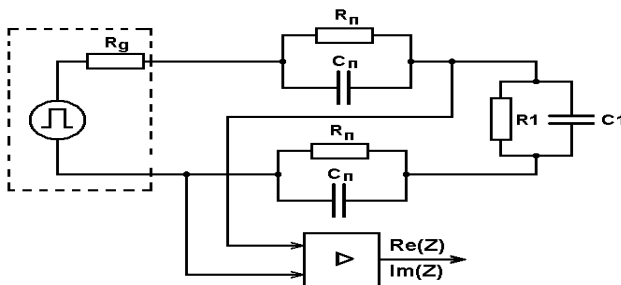


Рисунок 8.39 – Схема измерения импеданса, заданного параллельной RC-цепью, трехэлектродным измерительным преобразователем в условиях эффекта поляризации

Для учета влияния величины выходного сопротивления генератора и постоянной времени поляризации на погрешность измерения воспользуемся соотношениями (8.94) и (8.95). Зависимости погрешностей определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса параллельной RC-цепи трехэлектродным методом показаны на рисунках 8.40 – 8.43. Таким образом, в условиях эффекта поляризации, увеличение выходного сопротивления трехэлектродного преобразователя R_g приводит к снижению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса.

В условиях эффекта поляризации, увеличение постоянной времени поляризации τ_{Π} приводит к увеличению погрешностей измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса, заданного параллельной RC-цепью. При ограничении погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса однородных проводников менее 5% соотношение между постоянной времени поляризации и постоян-

ной времени исследуемого объекта следует выбирать не более 0.01.

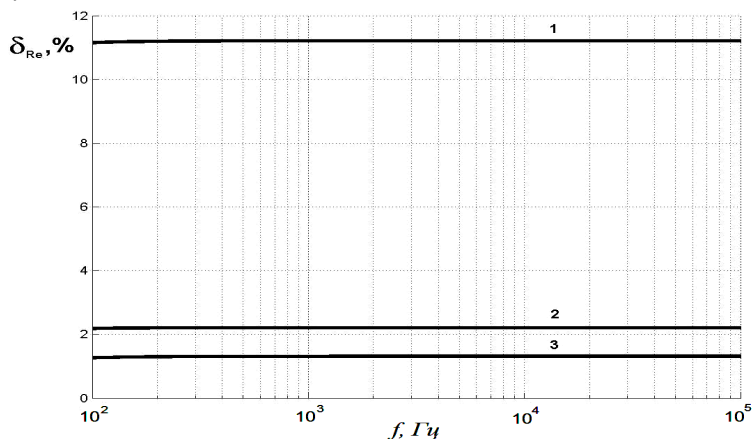


Рисунок 8.40 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

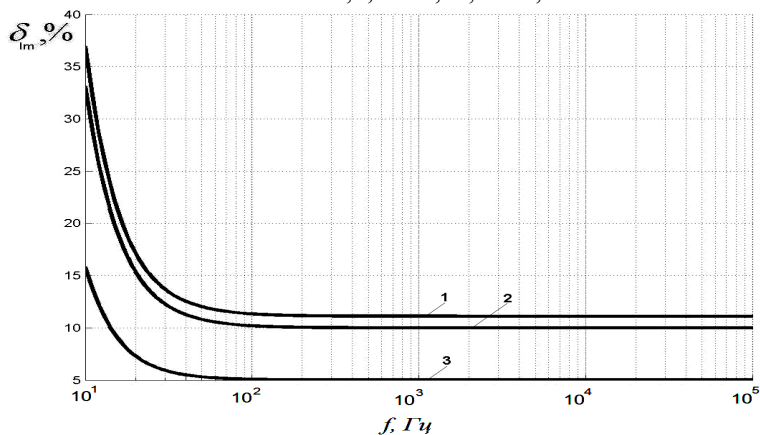


Рисунок 8.41 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

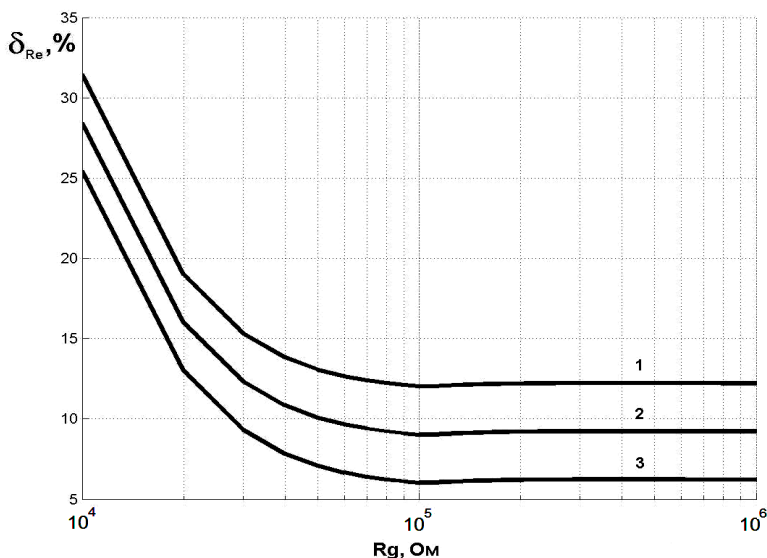


Рисунок 8.42 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

Эквивалентная схема 2. Представим эквивалентную схему импеданса исследуемого объекта в виде модели Коула (рисунок 8.4), с параметрами R_0 , R_1 и C_1 , заданными в разделе 8.4.2. Тогда для случая, когда $R_{ex.yc} \gg |Z|$, где $R_{ex.yc}$ – входное сопротивление усилителя, $|Z|$ – модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.44.

Импеданс исследуемой модели Коула с учетом влияния выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g и эффекта поляризации определится по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{R_{\Pi} + R_1 \cdot \frac{(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)} + R_0(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})}{(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})(1 + \frac{R_0}{R_G}) + 2 \frac{R_{\Pi}}{R_G} + \frac{R_1}{R_G} \frac{(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)}} \quad (8.100)$$

где R_{Π}, C_{Π} - поляризационные сопротивление и емкость, соответственно.

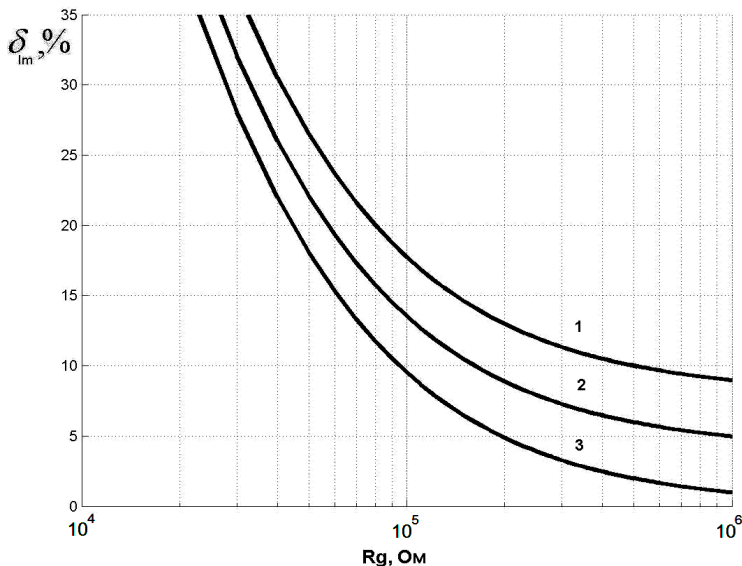


Рисунок 8.43 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

С учетом (8.92), выражение (8.100) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{R_{\Pi} + R_1 \cdot \frac{(1 + j\omega \tau_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)} + R_0(1 + j\omega \tau_{\Pi})}{(1 + j\omega \tau_{\Pi})(1 + \frac{R_0}{R_G}) + 2 \frac{R_{\Pi}}{R_G} + \frac{R_1}{R_G} \frac{(1 + j\omega \tau_{\Pi})}{(1 + j\omega R_1 C_1)}} \quad (8.101)$$

Для учета влияния величины выходного сопротивления генератора и постоянной времени поляризации на погрешность измерения воспользуемся соотношениями (8.94), (8.95).

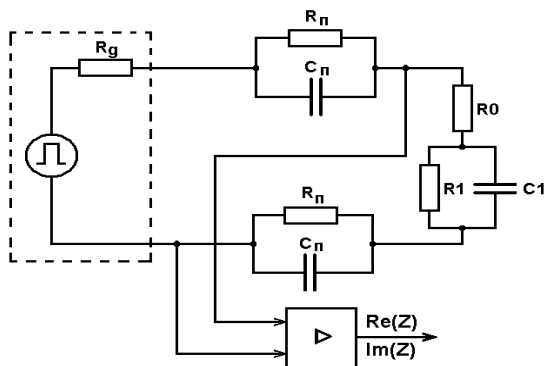


Рисунок 8.44 – Схема измерения импеданса, заданного моделью Коула, трехэлектродным измерительным преобразователем в условиях эффекта поляризации

Зависимости погрешностей определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса, заданного моделью Коула, трехэлектродным измерительным преобразователем показаны на рисунках 8.45 – 8.48.

Таким образом, в условиях эффекта поляризации, увеличение выходного сопротивления двухэлектродного преобразователя приводит к снижению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса. Увеличение постоянной времени поляризации приводит к увеличению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса.

При ограничении погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса неоднородных проводников менее 5% соотношение между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта следует выбирать не более 0.01.

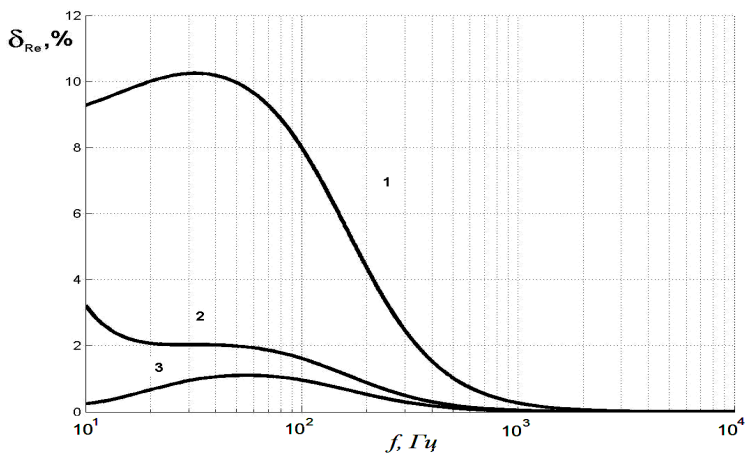


Рисунок 8.45 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

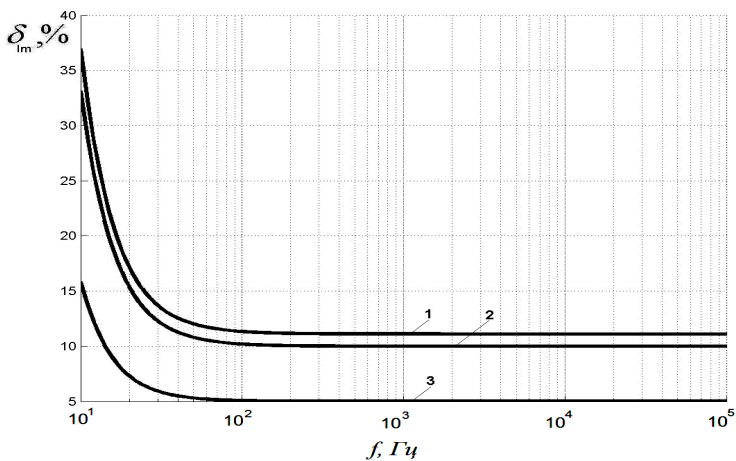


Рисунок 8.46 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

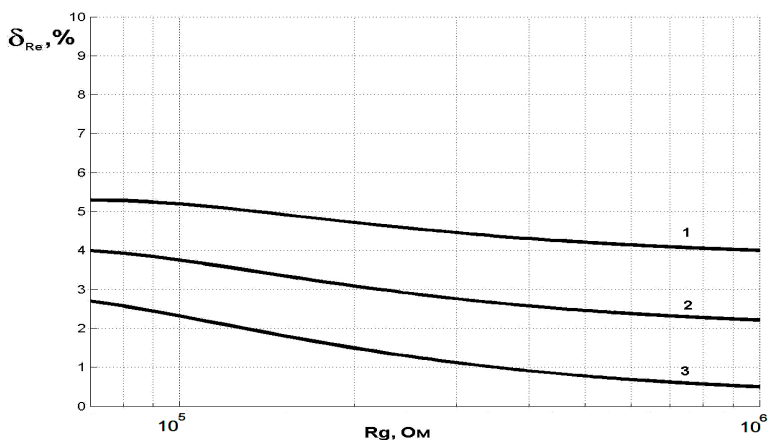


Рисунок 8.47 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

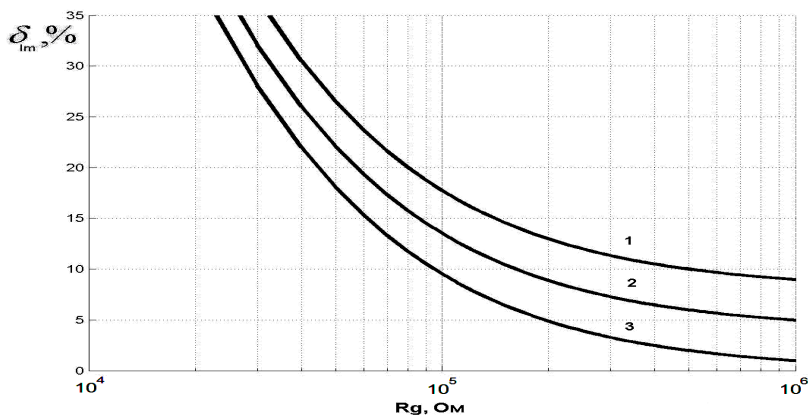


Рисунок 8.48 – Погрешность определения трехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

8.4.5. Четырехэлектродный измерительный преобразователь биоэлектрического импеданса

При использовании четырехэлектродного преобразователя (рисунок 8.38) на погрешность измерения электрического импеданса будет оказывать влияние величина выходного сопротивления источника тестирующего тока R_g , в то время, как влияние параметров электродного импеданса R_{II}, C_{II} , обусловленного эффектом поляризации, будет значительно снижено, по сравнению с измерениями, выполненными с помощью двухэлектродного и трехэлектродного преобразователей. Исследуем зависимость погрешности определения электрического импеданса от изменения выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов в условиях эффекта поляризации.

Эквивалентная схема 1. Представим эквивалентную схему импеданса исследуемого объекта в виде параллельной RC-цепи (рисунок 8.3), с параметрами R_1 и C_1 , заданными в разделе 8.4.2. Тогда для случая, когда $R_{ex.yc} \gg |Z|$, где $R_{ex.yc}$ – входное сопротивление усилителя, $|Z|$ – модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.49.

Импеданс исследуемой RC-цепи с учетом влияния выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g и эффекта поляризации определится по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{R_1 \cdot (1 + j\omega R_{II} C_{II})}{(1 + j\omega R_1 C_1) \cdot (1 + j\omega R_{II} C_{II}) + 2 \cdot \frac{(8.102)R_{II}}{R_g} \cdot (1 + j\omega R_1 C_1) + \frac{R_1}{R_g} \cdot (1 + j\omega R_{II} C_{II})}$$

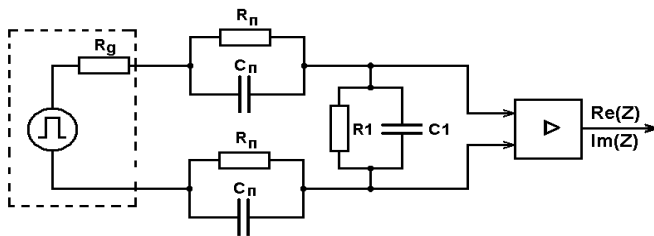


Рисунок 8.49 – Схема измерения импеданса, заданного параллельной RC-цепью, четырехэлектродным измерительным преобразователем в условиях эффекта поляризации

С учетом (8.92), выражение (8.102) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{R1 \cdot (1 + j\omega\tau_{II})}{(1 + j\omega R1C1) \cdot (1 + j\omega\tau_{II}) + 2 \cdot \frac{R1}{Rg} \cdot (1 + j\omega R1C1) + \frac{R1}{Rg} \cdot (1 + j\omega\tau_{II})}$$

Для учета влияния величины выходного сопротивления генератора и постоянной времени поляризации на погрешность измерения воспользуемся соотношениями (8.94), (8.95).

Зависимости погрешностей определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса однородных проводников с помощью четырехэлектродного измерительного преобразователя показаны на рисунках 8.50-8.53.

В условиях эффекта поляризации, увеличение выходного сопротивления генератора тестирующего тока R_g приводит к снижению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса, заданного параллельной RC-цепью. Увеличение постоянной времени поляризации τ_{II} приводит к увеличению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса.

При ограничении погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса однородных проводников менее 5% соотношение между выходным сопротивлением генератора тестирующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта следует выбирать не менее 60.

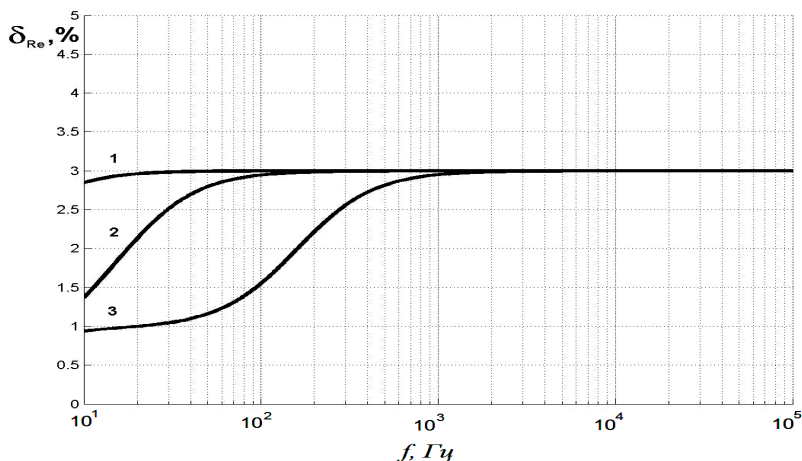


Рисунок 8.50 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

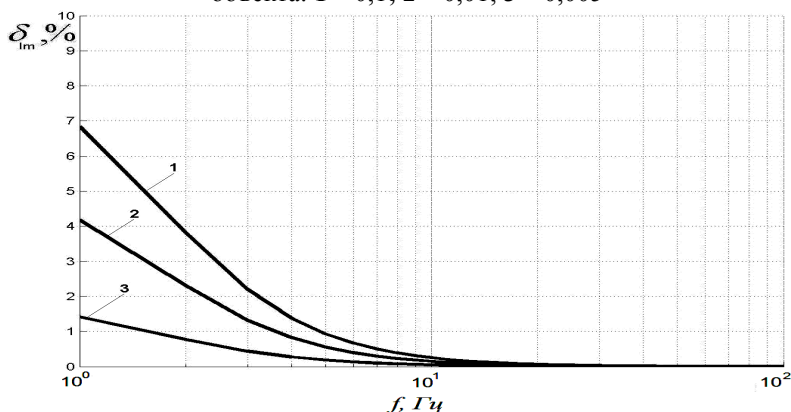


Рисунок 8.51 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

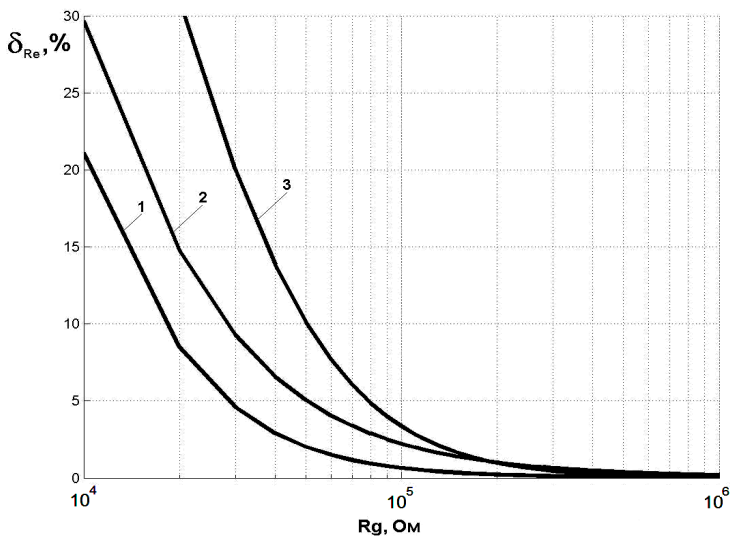


Рисунок 8.52 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

Эквивалентная схема 2. Представим эквивалентную схему импеданса исследуемого объекта в виде модели Коула (рисунок 8.4), с параметрами R_0 , R_1 и C_1 , заданными в разделе 8.4.2. Тогда для случая, когда $R_{вх.ус} \gg |Z|$, где $R_{вх.ус}$ – входное сопротивление усилителя, $|Z|$ – модуль комплексного сопротивления цепи, схема измерения примет вид, показанный на рисунке 8.54.

Импеданс исследуемой модели Коула с учетом влияния выходного сопротивления генератора тестирующих импульсов R_g и эффекта поляризации определится по формуле:

$$Z(j\omega) = \frac{R_G \left(R_0 + \frac{R_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)} \right)}{R_G + 2 \cdot \frac{R_{\Pi}}{(1 + j\omega R_{\Pi} C_{\Pi})} + \left(R_0 + \frac{R_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)} \right)} \quad (8.104)$$

где: R_{Π}, C_{Π} – поляризационные сопротивление и емкость, соответственно.

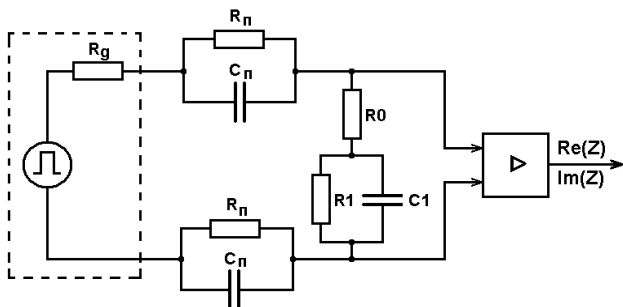


Рисунок 8.54 – Схема измерения импеданса, заданного моделью Коула, четырехэлектродным измерительным преобразователем в условиях эффекта поляризации

С учетом (8.92), выражение (8.104) примет вид:

$$Z(j\omega) = \frac{R_G \left(R_0 + \frac{R_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)} \right)}{R_G + 2 \cdot \frac{R_{\Pi}}{(1 + j\omega \tau_{\Pi})} + \left(R_0 + \frac{R_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)} \right)} \quad (8.105)$$

Для учета влияния величины выходного сопротивления генератора и постоянной времени поляризации на погрешность измерения воспользуемся соотношениями (8.94), (8.95).

Зависимости погрешностей определения активной и реактивной составляющих электрического импеданса модели Коула четырехэлектродным методом показаны на рисунках 8.55 – 8.58.

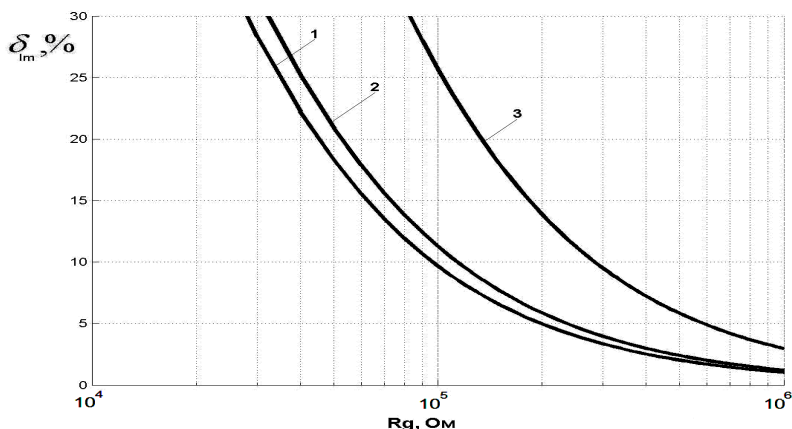


Рисунок 8.53 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

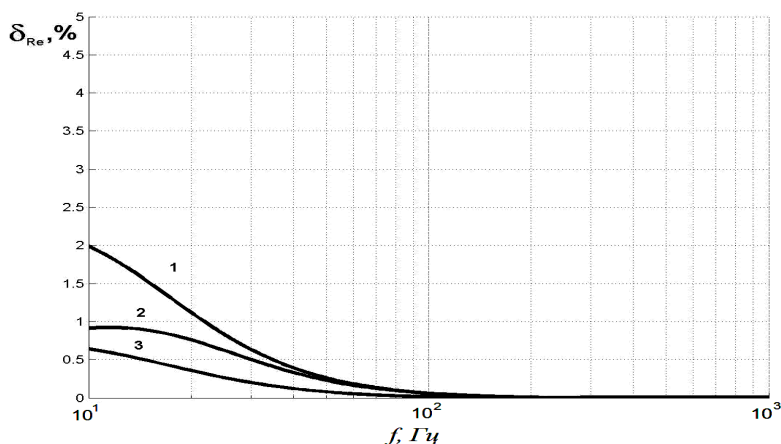


Рисунок 8.55 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса однородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: **1** – 0,1; **2** – 0,01; **3** – 0,005

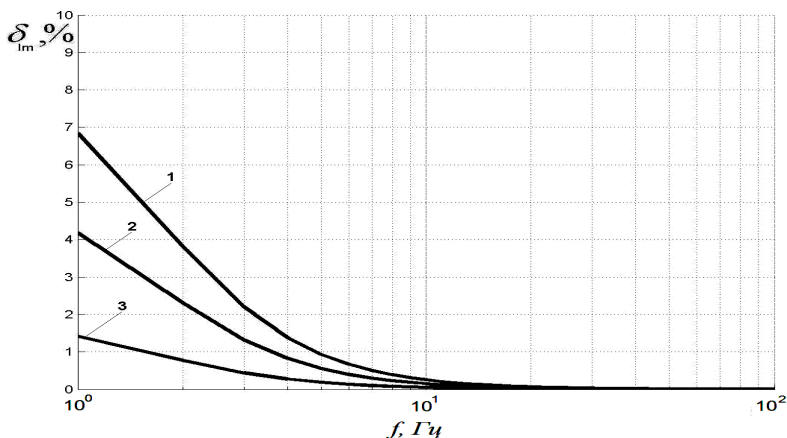


Рисунок 8.56 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от соотношения между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

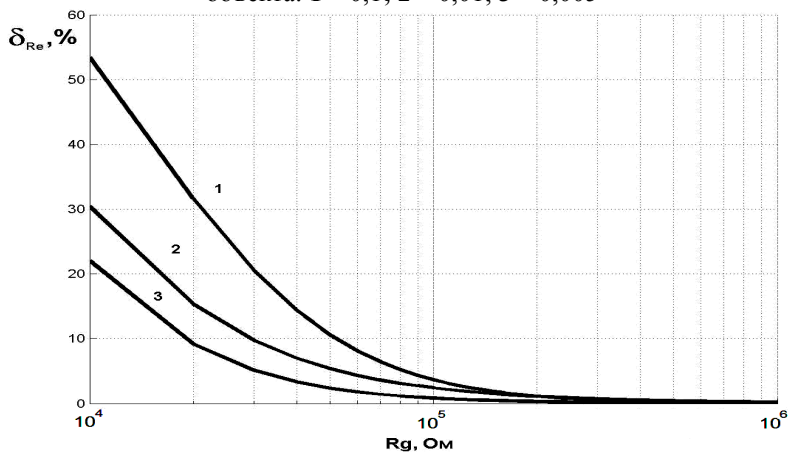


Рисунок 8.57 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем активной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

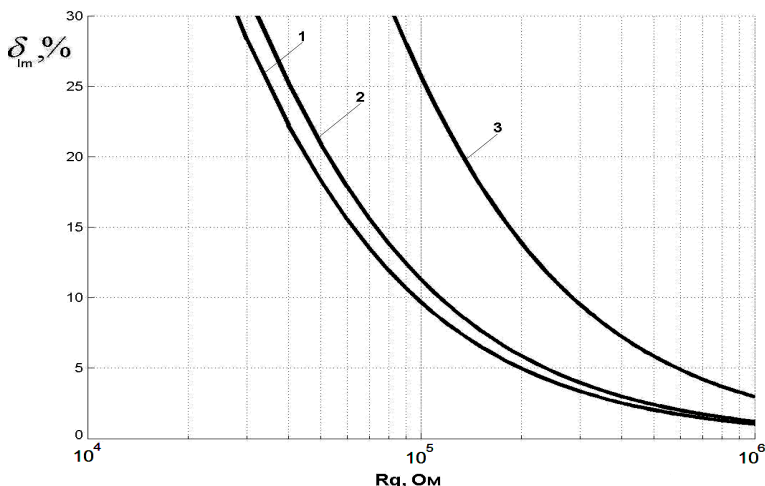


Рисунок 8.58 – Погрешность определения четырехэлектродным измерительным преобразователем реактивной составляющей импеданса неоднородных проводников, в зависимости от выходного сопротивления генератора тестирующего тока для различных соотношений между постоянной времени поляризации и постоянной времени исследуемого объекта: 1 – 0,1; 2 – 0,01; 3 – 0,005

В условиях эффекта поляризации, увеличение выходного сопротивления генератора тестирующего тока R_g приводит к снижению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса неоднородных проводников. Увеличение постоянной времени поляризации τ_{II} приводит к увеличению погрешностей измерения составляющих электрического импеданса.

При ограничении погрешности измерения активной и реактивной составляющих электрического импеданса неоднородных проводников менее 5% соотношение между выходным сопротивлением генератора тестирующих воздействий и характеристическим сопротивлением исследуемого объекта следует выбирать не менее 65.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Зильбер, А. П. Этюды критической медицины. Книга 1: Медицина критических состояний. Общие проблемы. [Текст] / А.П. Зильбер – Петрозаводск, 1995. – 360 с.
2. Калакутский, Л. И. Аппаратура и методы клинического мониторинга: Учебное пособие [Текст] / Л. И. Калакутский, Э. С. Манелис. – Самара: СГАУ, 1999 – 160 с.
3. Рангайян, Р. М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход [Текст] / Пер. с англ. Под ред. А. П. Немирко – М.: Физматлит, 2007. – 440 с.
4. Гусев, В. Г. Получение информации о параметрах и характеристиках организма и физические методы воздействия на него [Текст] / В. Г. Гусев – М: Машиностроение, 2004. – 597 с.
5. Webster, J.G. Medical instrumentation. Application and design [Текст] / Edited by J.G. Webster – John Wiley & Sons, 2009. – 675 p.
6. Шмидт, Р. Физиология человека. В 3-х томах. Т.3 [Текст] / Р. Шмидт – М.: Мир, 1996. – 313 с.
7. Moore, J. Biomedical technology and devises. Handbook [Текст] / Edited by J. Moore – CRC Press LLC, 2004. – 750 p.
8. Мажбич, Б. И. Осцилловожатрия артериальных сосудов конечностей [Текст] / Б. И. Мажбич – Новосибирск: Наука, 1990 – 145 с.
9. Орлов, В. В. Плетизмография: Методы и применение в экспериментальных и клинических исследованиях [Текст] / В. В. Орлов – М.: Издательство АН СССР, 1961. – 251 с.
10. Савицкий, Н. Н. Биофизические основы кровообращения и клинические методы изучения гемодинамики [Текст] / Н. Н. Савицкий – М.: Медицина, 1974. – 312 с.
11. Бриндли, К. Измерительные преобразователи [Текст] / К. Бриндли – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 144 с.
12. Новицкий, П. В. Оценка погрешностей результатов измерений [Текст] / П. В. Новицкий, И. А. Зограф. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.

13. Инструментальные методы исследования сердечно-сосудистой системы [Текст] / Под ред. Т. Е. Виноградовой. – М.: Медицина, 1986. – 416 с.
14. Ройтберг, Г. Е. Лабораторная и инструментальная диагностика заболеваний внутренних органов [Текст] / Г. Е. Ройтберг, А. В. Струтынский – М.: Бином, 2003 – 622 с.
15. Кедров, А.А., Об определении и измерении пульсовых колебаний электропроводности тела животных и человека как методе исследования центрального и периферического кровообращения. [Текст] / А.А. Кедров, А.И. Наumenко // Физиологический журнал СССР. – 1949. – № 3. – С. 293–294.
16. Allen, J. Photoplethysmography and its application in clinical physiological measurement [Текст] / J. Allen // Physiological Measurement. – 2007. – Vol. 28. – p. 1–39.
17. Webster, J. G. Design of Pulse Oximeters [Текст] / J. G. Webster – The Medical Science Series, Taylor & Francis, 1997 – 260 p.
18. Cui, W. In vivo reflectance of blood and tissue as a function of light wavelength [Текст] / W. Cui et al // IEEE Transactions on Biomedical Engineering – 1990. – Vol. 37 (6). – p. 632–639.
19. Jones, D.P. Medical electro-optics: measurements in the human microcirculation [Текст] / D.P. Jones // Physics in Technology – 1987. – Vol. 18. – p. 79–85.
20. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] / И. С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
21. Allen, J. Effects of filtering on multi-site photoplethysmography pulse waveform characteristics [Текст] / J. Allen, A. Murray // Computers in Cardiology Proceedings. – 2004. – p. 485–488.
22. Солонина, А. И. Основы цифровой обработки сигналов: учебник для ВУЗов [Текст] – М.: БХВ, 2005. – 768 с.
23. Федотов, А. А. Амплитудно-временной метод детектирования характерных точек сигнала пульсовой волны [Текст] / А. А. Федотов // Медицинская техника. – 2012. – № 6. – С. 22–28.
24. Han, H. Development of real-time motion artifact reduction algorithm for a wearable photoplethysmography [Текст] / H. Han et al //

Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS. – 2007. – p. 1539–1541.

25. Fu, T. H. Heart rate extraction from photoplethysmogram waveform using wavelet multi-resolution analysis [Текст] / Т. Н. Fu et al // Journal of medical and biological engineering. – 2008. – Vol. 28 (4). – p. 229–232.

26. Аш, Ж. Датчики измерительных систем: В 2-х Книгах. Пер. с франц. [Текст] / Ж. Аш и др. – М.: Мир, 1992. – 480 с.

27. Педли, Т. Механика кровообращения [Текст] / Т. Педли – М.: Мир, 1982. – 607с.

28. Педли, Т. Гидродинамика крупных кровеносных сосудов [Текст] / Т. Педли – М.: Мир, 1983. – 400с.

29. Segers, P. In vitro evaluation of an extended pulse pressure method for the estimation of total arterial compliance [Текст] / P. Segers // Computers in Cardiology – 1996. – p. 273-276.

30. Морман, Д. Физиология сердечно-сосудистой системы [Текст] / Д. Морман, Л. Хеллер – СПб: Питер, 2000. – 256 с.

31. Шмидт, Р. Физиология человека. В 3-х томах. Т.3 [Текст] / Р. Шмидт – М.: Мир, 1996. – 313 с.

32. Molino, P. Beat-to-beat estimation of windkessel model parameters in conscious rats [Текст] / P. Molino // Am. J. Physiol. – 1998. – Vol. 274. – p. 171-177.

33. O'Rourke, M.F. Pulsatile flow and pressure in human systemic arteries. Studies in man and a multibranched model of the human systemic arterial tree [Текст] / M.F. O'Rourke, A.P. Avolio // Circulation Research. – 1980. – Vol. 46. – p. 363-372.

34. Avolio, A.P. Multi-branched model of the human arterial system. [Текст] / A.P. Avolio // Medical & Biological Engineering & Computing – 1980. –Vol. 18. – p. 709-718.

35. John, L.R. Forward Electrical transmission line model of the human arterial system [Текст] / L.R. John // Medical & Biological Engineering & Computing. – 2004. – Vol. 42. – p. 312-320.

36. Jager, G.N. Representation of Sleeve Effect and Non-Newtonian Properties of Blood Oscillatory Flow Impedance in Electrical Analog of

- Arterial System. [Текст] / G.N. Jager et al // Circulation Research. – 1965. – Vol. 16. – p. 121-133.
37. Федотов, А.А. Модель длинной электрической линии для описания артериальной системы человека [Текст] /Л.И. Калакутский, А.А. Федотов // Межвузовский сборник научных статей «Медицинские приборы и технологии». – Тула, 2009. – с. 84-88.
38. Taylor, M.G. Wave transmission through an assembly of randomly ranching elastic tubes. [Текст] / M.G. Taylor // Biophysical Journal. – 1966. – Vol. 6. – p. 697-716.
39. Анго, А. Математика для электро- и радиоинженеров. [Текст] / А. Анго – М.: Наука, 1965. – 780 с.
40. Yamashina, A. Validity, reproducibility, and clinical significance of noninvasive brachial-ankle pulse wave velocity measurement [Text] / A/ Yamashina, H . Tomiyama et al // Hypertension. – 2002. – Vol.25 (3). – p.359-364.
41. Millasseau, S.C. Contour analysis of the photoplethysmographic pulse measured at the finger [Текст] / S.C. Millasseau et al // Hypertension. – 2006. – Vol. 8. – p.1449–1456.
42. Kelly, R.P. Wave reflection in the systemic circulation and its implications in ventricular function [Текст] / Kelly R.P. // J. Hypertens.– 1993. –Vol. 11. – p. 327-337.
43. Федотов, А.А. Моделирование процессов распространения пульсовых волн в магистральных сосудах [Текст] / А.А. Федотов // XXI Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы»: сб. трудов: Рязанский государственный радиотехнический университет. – Рязань, 2008. – с. 217-223.
44. Федотов, А.А. Диагностика дисфункции сосудистого эндотелия методом контурного анализа пульсовой волны. [Текст] /Л.И. Калакутский, А.А. Федотов // «Известия ЮФУ. Технические науки». – Таганрог, 2009. – №9. – с. 93-98.

45. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ / Под ред. А.Л.Барановского и А.П. Немирко. – М.: Радио и связь, 1993. – 248 с.
46. Neuman, M. R. Analysis and application of analog electronic circuits to biomedical instrumentation [Текст] / Edited by M. R. Neuman – CRC Press LLC, 2004. – 556 p.
47. Theis, F. J. Biomedical signal analysis. Contemporary methods and applications [Текст] / F. J. Theis, A. Meyer-Base – The MIT Press, 2010. – 423 p.
48. Теоретические основы электрокардиологии [Текст] / Под редакцией Нельсона К.В., Гезеловица Д.В. Перевод с английского – М.: Медицина, 1979. – 470 с.
49. Титомир Л.И. Математическое моделирование биоэлектрического генератора сердца. [Текст] / Л.И. Титомир, П. Кнеппо. – М.: Наука. Физико-математическая литература, 1999. – 448 с.
50. Task Force of the European Society of Cardiology and North American Society of Pacing and Electrophysiology. Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation and clinical use [Текст] // Circulation. – 1996. – Vol. 93 – p. 1043-1065.
51. Баевский, Р.М. Математический анализ изменений сердечного ритма при стрессе [Текст] / Р.М. Баевский, О.И. Кириллов, С.З. Клецкин – М.: Наука, 1994 – 222 с.
52. Баевский, Р.М. Вариабельность сердечного ритма: теоретические аспекты и возможности клинического применения [Текст] / Р.М. Баевский, Г.Г. Иванов – М.: Медицина, 2000. – 295 с.
53. Akselrod, S. Power spectral analysis of heart rate fluctuations: a quantitative probe of beat-to-beat cardiovascular control [Текст] / S. Akselrod et al // Science – Vol. 213. – 1981. – p. 220–222.
54. Мамий, В.И. Спектральный анализ и интерпретация спектральных составляющих колебаний ритма сердца [Текст] /В.И. Мамий // Физиология человека. – Том 32 (2). – 2006. – С. 1–9.
55. Clifford, G.D. Quantifying Errors in Spectral Estimates of HRV Due to Beat Replacement and Resampling [Текст] / G.D. Clifford, L.

- Tarassenko // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 2006. – Vol. 52 (4). – p. 630–638.
56. Moody, G.B. Spectral analysis of heart rate without resampling [Текст] / G.B. Moody // Computers in Cardiology Proceedings. – 1993. – p. 715–718.
57. Pomeranz, B. Assessment of autonomic function in humans by heart rate spectral analysis [Текст] / B. Pomeranz, R. J. Macaulay, M. A. Caudill et al // Am. J. Physiol. – 1985. – Vol. 248. – p. 151–153.
58. McSharry, P.E. Quantifying Self-Similarity in Cardiac Inter-Beat Interval Time Series [Текст] / P.E. McSharry // Computers in Cardiology. – 2005. – p. 459–462.
59. Федотов, А.А. Погрешности определения спектральных показателей вариабельности пульсового ритма [Текст] / Л.И. Калакутский, А.А. Федотов, А. В. Шуляков // Биомедицинская радиоэлектроника – 2011. – №7. – с. 61–65.
60. Новицкий, П.В. Оценка погрешностей результатов измерений [Текст] / П.В. Новицкий, И.А. Зограф. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.
61. Fu, T.H. Heart rate extraction from photoplethysmogram waveform using wavelet multi-resolution analysis [Текст] / T.H. Fu et al // Journal of medical and biological engineering. – 2008. – Vol. 28 (4). – p. 229–232.
62. Patent US 2005/000479 A1, USA, A61B 5/02. Location features in a photoplethysmograph signal [Текст] / N.W. Townsend, R.B. Germuska; 6.01.2005. – 19 p.
63. Aboy, M. An automatic beat detection algorithm for pressure signals [Текст] / M. Aboy et al // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 2005. – Vol. 52 (10). – p. 1662–1670.
64. McNames, J. Automatic detection algorithm of intracranial pressure waveform components [Текст] / M. Aboy, J. McNames, B. Goldstein // Proceedings of 23th International Conference IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. – 2001. – Vol. 3. – p. 2231–2234.
65. Crespo, C. Automatic detection algorithm for physiologic pressure signal components [Текст] / M. Aboy, C. Crespo, J. McNames, B.

Goldstein // Proceedings of 24th International Conference IEEE Engineering in Medicine and Biology Society and Biomedical Engineering Society. – 2002. – Vol. 1. – p. 196–197.

66. Friesen, G.M. A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms [Текст] / G.M. Friesen et al // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 1990. – Vol. 37 (1). – p. 85–98.

67. Pan, J. A real time QRS detection algorithm [Текст] / J. Pan, W.J. Tompkins // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 1985. – V.32 – p.230–236.

68. Hejfel, L. The corner frequencies of the ECG amplifier for heart rate variability analysis [Текст] / L. Hejfel, L. Kellenyi // Physiological Measurement. – 2005. – Vol. 26. – p. 39–47.

69. McSharry, P.E. A realistic coupled nonlinear artificial ECG, BP and respiratory signal generator for assessing noise performance of biomedical signal processing algorithms [Текст] / G. D. Clifford, P. E. McSharry // Proceedings of the SPIE. – 2004. – Vol. 5467. – p. 290–301.

70. Han, H. Development of real-time motion artifact reduction algorithm for a wearable photoplethysmography [Текст] / H. Han et al // Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS. – 2007. – p. 1538–1541.

71. Fu, T.H. Heart rate extraction from photoplethysmogram waveform using wavelet multi-resolution analysis [Текст] / T.H. Fu et al // Journal of medical and biological engineering. – 2008. – Vol. 28 (4). – p. 229–232.

72. Strang, G. Wavelets and Filters Banks. [Текст] / G. Strang, T. Nguyen. – Wellesley-Cambridge-Press, 1996 – 490 p.

73. Дьяконов, В.П. Вейвлеты. От теории к практике. [Текст] / В.П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Р, 2002. – 446 с.

74. Grimnes, S. Bioimpedance and Bioelectricity Basics. [Текст] / S. Grimnes, O. G. Martinsen – San Diego, CA: Academic Press, 2000. – 749 p.

75. Волькенштейн, М.В. Биофизика. [Текст] / М.В. Волькенштейн – М.: Наука, 1988. – 354 с.

76. Heymsfield, S.B. Human body composition. [Текст] / S.B. Heymsfield et al. Champaign, IL: Human Kinetics, 2005. – 533 p.
77. Polk, C. Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields. [Текст] / C. Polk, E. Postow. Boca Raton, FL: CRC Press, 1995. – 690 p.
78. Лошилов, В.И. Биотехнические системы электроннойростимуляции. [Текст] / В.И. Лошилов, Л.И. Калакутский – М.: МГТУ, 1991. – 169 с.
79. Zadeh, F. My Life and Travels with the Father of Fuzzy Logic. // Albuquerque, New Mexico USA: TSI Press, 1998.
80. Калакутский Л.И. Акулов С.А. Синтез электрической модели ткани при чрескожной электроннойростимуляции //Известия ТРТУ. Тематический выпуск. МИС. – Таганрог: Изд-во ТРГУ, 2004.
81. Heavyside, O. "Electrical Papers" // American Mathematical Society, 2003.
82. Чернов, В.М. Некоторые вопросы операционного исчисления на основе двустороннего двумерного преобразования Лапласа-Карсона. [Текст] / В.М. Чернов Известия ВУЗов. – Математика, 1993, № 2, с. 140–151.
83. Бесекерский В.А., Попов Е.П. «Теория систем автоматического управления» // В.А. Бесекерский, Е.П. Попов – Изд. 4-е, перераб. и доп. СПб, Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.
84. F.A. Duck. Physical Properties of Tissue. A Comprehensive Reference Book, San Diego, CA: Academic Press, 1990.
85. Булыкин В.М. Методы расчета электрических цепей постоянного и синусоидального тока. Москва: МИФИ, 1982. – 56 с.
86. K. S. Cole. Permeability and impermeability of cell membranes for ions. // Cold Spring Harbor Symp. Quant. Biol. 2000; 8:110–122.
87. Fricke H., Morse S. The electric resistance and capacity of blood for frequencies between 800 and 4 million cycles // J. Gen. Physiol. 1925. – Vol. 9. – P. 153–167.
88. Gheorghe A.M. Pop, Gerard C.M. Meijer. A comparison of two and four-electrode techniques to characterize blood impedance for the fre-

quency range of 100 Hz to 100 MHz. // IEEE trans. Biomedical engineering, Vol. 55, № 3. – p. 1247–1249.

89. Электротехника / Ю.М. Борисов, Д.Н. Липатов, Ю.Н. Зорин. Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. // М.: Энергоатомиздат, 1985. – 552 с.

90. Akulov S.A., Kalakutskiy L.I. Uncertainties of estimation of the electrical bioimpedance frequency characteristic of tissues by means of transient functions analysis method [Text] // XIII International Conference on Electrical Bio-Impedance ICEBI, Graz, IFMBE Proc. –2007. – p. 4.

91. Акулов С.А., Калакутский Л.И. Биоимпедансный метод экспресс-оценки уровня гематокрита крови [Текст] // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. «Медицинские информационные системы». - Таганрог: – Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. – № 5 (82). – с. 47-50.

92. Акулов С.А. Измерительный преобразователь концентрации форменных элементов крови [Текст] // Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций». – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2007. – с. 89-90.

93. Акулов С.А., Калакутский Л.И. Моделирование биоэлектрического импеданса методом синтеза эквивалентных схем замещения [Текст] // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2007. – № 7. – С.35-39.

Научное издание

ФЕДОТОВ Александр Александрович
АКУЛОВ Сергей Анатольевич

**Математическое моделирование и анализ погрешностей
измерительных преобразователей биомедицинских сигналов**

Подписано в печать 04.02.2013. Формат 60х90/16. Бумага офсетная.
Печать цифровая. Гарнитура Times New Roman. Объем 17,6 п.л. Тираж 500 экз.

Издательская фирма “Физико-математическая литература”
117997, г. Москва, ул. Профсоюзная, д. 90
E-mail: fizmat@maik.ru, fmlsale@maik.ru
<http://www.fml.ru>

Отпечатано в типографии Центр Полиграфических Решений
г. Самара, Московское шоссе, 3

ISBN 978-5-9221-1446-2

