

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Факультет компьютерного проектирования

Кафедра электронной техники и технологии

# **ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА БИМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области  
информатики и радиоэлектроники в качестве пособия  
по практическим занятиям для специальности  
1-39 02 03 «Медицинская электроника»*

Минск БГУИР 2016

УДК [621.391:57.089](076)  
ББК 32.811.3я73+52.64я73  
Ц75

Авторы:

А. В. Фролов, С. К. Дик, Д. В. Лихачевский,  
М. В. Давыдов, Н. М. Чечик

Рецензенты:

кафедра спортивной инженерии Белорусского национального  
технического университета (протокол №10 от 20.04.2015);

доцент кафедры конструирования и производства приборов  
Белорусского национального технического университета, кандидат  
технических наук, доцент Е. Г. Зайцева

**Цифровая** обработка биомедицинских сигналов и изображений :  
Ц75 пособие / А. В. Фролов [и др.]. – Минск : БГУИР, 2016. – 64 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-211-2.

Раскрывается влияние методов биоинформатики на прогресс медицины. Приведены информационные характеристики таких известных биомедицинских сигналов, как электрокардиограмма, спирограмма, давление крови, пульсометрия и биоимпеданс. Изучаются методы съема сигналов, согласования датчиков, измерения и преобразования в цифровую форму. Рассматриваются методы цифровой обработки биомедицинских сигналов, в частности фильтрация помех из электрокардиограммы. В главе «Автоматический анализ сердечного ритма» читатель ознакомится с методом variability сердечного ритма и его применением в кардиологии.

УДК [621.391:57.089](076)  
ББК 32.811.3я73+52.64я73

ISBN 978-985-543-211-2

© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2016

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Введение</b> .....	<b>4</b>
<b>Глава 1. Биомедицинские сигналы и их происхождение</b> .....	<b>6</b>
1.1. Классификация биомедицинских сигналов .....	6
1.2. Электрокардиографический сигнал .....	7
1.3. Сигналы дыхания.....	10
1.4. Пульсовые сигналы.....	12
1.5. Сигналы давления крови.....	14
1.6. Биоимпедансные сигналы .....	16
<b>Глава 2. Предварительная обработка биомедицинских сигналов</b> .....	<b>21</b>
2.1. Измерение биомедицинских сигналов .....	21
2.2. Электроды и датчики биомедицинских сигналов .....	22
2.3. Согласование датчиков с измерительной схемой .....	24
2.4. Мостовые схемы измерения .....	26
2.5. Усилители биоимпедансов .....	28
2.6. Аналого-цифровые преобразователи.....	33
<b>Глава 3. Цифровой анализ биомедицинских сигналов</b> .....	<b>35</b>
3.1. Введение в цифровой анализ сигналов.....	35
3.2. Дифференцирование сигналов .....	37
3.3. Фильтр низкой частоты .....	39
3.4. Фильтр высокой частоты .....	41
3.5. Режекторный фильтр .....	42
<b>Глава 4. Цифровая обработка электрокардиографического сигнала</b> .....	<b>44</b>
4.1. Дифференцирование электрокардиографического сигнала.....	44
4.2. Фильтры низких частот электрокардиограммы.....	44
4.3. Фильтрация дыхательной помехи из электрокардиограммы.....	46
4.4. Фильтрация сетевой помехи .....	48
<b>Глава 5. Автоматический анализ сердечного ритма</b> .....	<b>52</b>
5.1. Математика и сердечный ритм.....	52
5.2. Временные параметры вариабельности сердечного ритма .....	54
5.3. Частотные параметры вариабельности сердечного ритма .....	56
5.4. Нелинейный анализ сердечного ритма.....	58
5.5. Метод вариабельности сердечного ритма в кардиологической клинике .....	61

## Введение

Современная медицина немыслима без использования медицинских электронных устройств. При постановке точного диагноза врачи применяют широкий спектр аппаратуры: от простых электронных термометров и весов до сложнейших магнитно-резонансных томографов и навигационных кардиохирургических систем. По сути медицинская техника является отражением научно-технического прогресса, затрагивающего все области человеческой деятельности, в том числе и медицину. Ведь врачевание до сих пор многими считается чем-то средним между наукой, искусством и ремеслом. Именно поэтому медицину и врачевание принято считать «слабо формализованной» или «слабо структурированной» областью человеческой деятельности. Врач часто принимает решение в условиях извлечения полезной информации на фоне несущественных факторов о состоянии пациента и нередко в условиях дефицита времени, руководствуясь собственным опытом и интуицией. Называется все это «клиническим мышлением». При этом «цена вопроса» чрезвычайно высока – нередко человеческая жизнь.

Многие врачи-мыслители не могли не обратить внимание на достижения в области современной электроники, приборостроения, информатики и использования их в целях сохранения здоровья и помощи больным. В СССР толчок развитию медицинской электроники и информатики дали выдающиеся ученые академики Аксель Иванович Берг, Василий Васильевич Парин и Николай Михайлович Амосов. В Беларуси энтузиастами развития медицинского приборостроения были выдающийся кардиолог, академик Георгий Иванович Сидоренко, который основал кардиологическую службу Беларуси, а также выдающийся невропатолог, академик Игнатий Петрович Антонов, создавший отечественную неврологическую службу.

На рисунке можно видеть, как новые научно-технические технологии коренным образом меняют ранее незыблемые основы медицины.

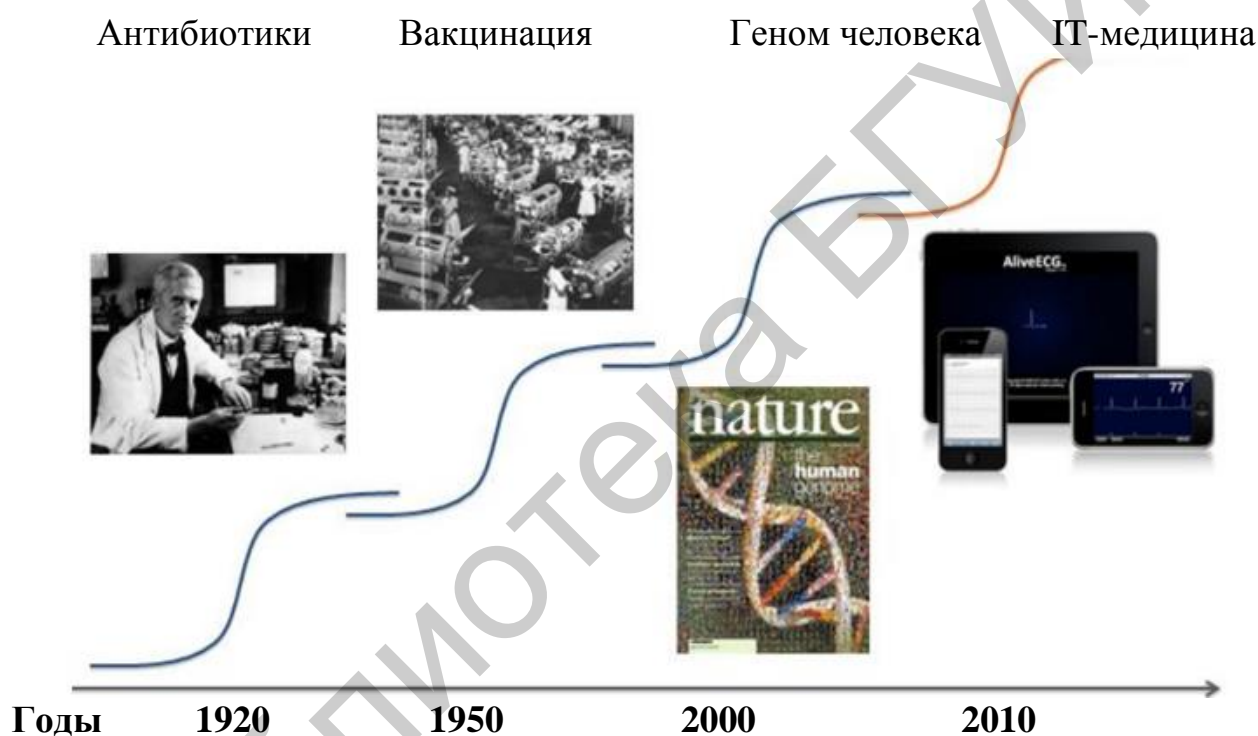
Благодаря появлению антибиотиков были сохранены жизни многих тысяч солдат, получивших ранения во время Великой Отечественной войны. Вакцинация помогла избавиться от ряда инфекционных заболеваний. Разгадка генома человека избавляет от многих генетических патологий. Наконец, IT-медицина открывает новые возможности оперативного контроля состояния организма человека в повседневной жизнедеятельности и оказания высококвалифицированной помощи в экстренных ситуациях. IT-медицина нацелена на оптимизацию информационных процессов при диагностике, она помогает врачу в лечении больного, а пациенту в организации объективного контроля своего организма.

Раздел науки, связанный с получением, обработкой и анализом информации о живых организмах, называется биоинформатикой. Спектр объектов исследования биоинформатики чрезвычайно широк: от генов до клеток, от отдельных органов до организма в целом. Если областью интересов биологов являются микроорганизмы и животные, то областью интересов врачей являются

отдельные системы и организм человека в целом. Это направление получило название медицинская информатика.

Медицинская информация – это сведения о здоровье конкретного человека и протекающих в организме процессах жизнедеятельности. Основные свойства медицинской информации следующие:

- 1) полезность – соответствие запросам медицинского работника;
- 2) достоверность – истинность положения дел, отсутствие ошибок;
- 3) полнота – достаточность для принятия правильного решения;
- 4) актуальность – степень важности для настоящего времени;
- 5) доступность – возможность получения медицинским потребителем;
- 6) защищенность – невозможность несанкционированного использования;
- 7) эргономичность – удобство формы и представления.



Основными информационными источниками в медицине являются биомедицинские сигналы и изображения. В настоящем пособии приведены сведения о происхождении известных биомедицинских сигналов и изображений, а также их информационные характеристики. Рассматриваются методы съема биомедицинских сигналов и получения изображений, вопросы согласования датчиков с электронно-медицинской аппаратурой. Изучение методов обработки биомедицинских сигналов и изображений включает вопросы усиления, аналого-цифрового преобразования сигналов, цифрового дифференцирования и цифровой фильтрации. Приведены конкретные примеры цифрового анализа электрокардиограммы как наиболее популярного и востребованного из всех биомедицинских сигналов, а также данные об автоматическом анализе сердечного ритма и его применении в кардиологии.

## Глава 1. Биомедицинские сигналы и их происхождение

### 1.1. Классификация биомедицинских сигналов

Биомедицинские сигналы делятся на 2 категории:

- сигналы, связанные с образованием физических полей в организме человека;

- сигналы, связанные с изменениями физических характеристик биологических тканей при воздействии на них внешних полей.

Первая группа включает сигналы, обусловленные биоэлектрической активностью внутренних органов и тканей. Биоэлектрическая активность вызвана биохимическими и кинетическими процессами, протекающими в клетках и тканях организма. Биоэлектрической активностью обладают сердце, мозг, нервные волокна, кишечник и многие другие органы.

Сигналы второй группы формируются вследствие воздействия внешнего источника энергии на участки тела. Такими внешними энергетическими источниками могут быть переменный электрический ток, рентгеновское или ультразвуковое излучение. Наиболее популярным сигналом этого класса является биоимпеданс участка тела.

Биоэлектрические потенциалы создаются внутри тела и достигают поверхности кожи. Однако такие потенциалы, как правило, крайне слабые и их трудно выделять на фоне шумов. Большой информационной способностью обладает разность потенциалов между определенными точками, которая формируется благодаря функционированию конкретного органа или системы организма. Амплитуда разности биопотенциалов начинается от нескольких микровольт и достигает десятков милливольт. Частотный спектр переменных биосигналов, характеризующих работу органов и систем, находится в полосе частот от долей герцев до единиц килогерцев.

Измерение биомедицинских сигналов выполняется в присутствии целого комплекса помех, от которых стараются избавиться аппаратными и программными методами фильтрации. При этом различают разностные, синфазные и мультипликативные помехи. Разностными называются помехи, которые в разных точках тела имеют определенный сдвиг по фазе, например на  $180^\circ$ . Синфазными называются помехи, которые в разных точках тела имеют одинаковую амплитуду и фазу. Ярким примером синфазной помехи является сетевая помеха 50 Гц. Мультипликативными называются помехи, которые искажают параметры измерительного тракта, например коэффициент усиления, частоту среза фильтра и т. п.

Наибольшей диагностической ценностью обладают переменные биомедицинские сигналы, характеризующие функционирование сердца, сосудов, дыхания, нервной системы, мышечной активности, опорно-двигательного аппарата и движения глаз. Рассмотрим некоторые распространенные в медицинской практике биомедицинские сигналы.

## 1.2. Электрокардиографический сигнал

Электрокардиографический сигнал отражает биоэлектрическую активность сердца. Его происхождение связано с уникальной способностью клеток сердца к самовосстановлению. Клетки сердца называются кардиомиоцитами. Через мембраны кардиомиоцитов непрерывно перемещаются ионные токи натрия, калия и кальция, вызывая разность потенциалов между внешней и внутренней сторонами мембраны. В результате образуется так называемый потенциал действия, временная зависимость которого показана на рис. 1.1.

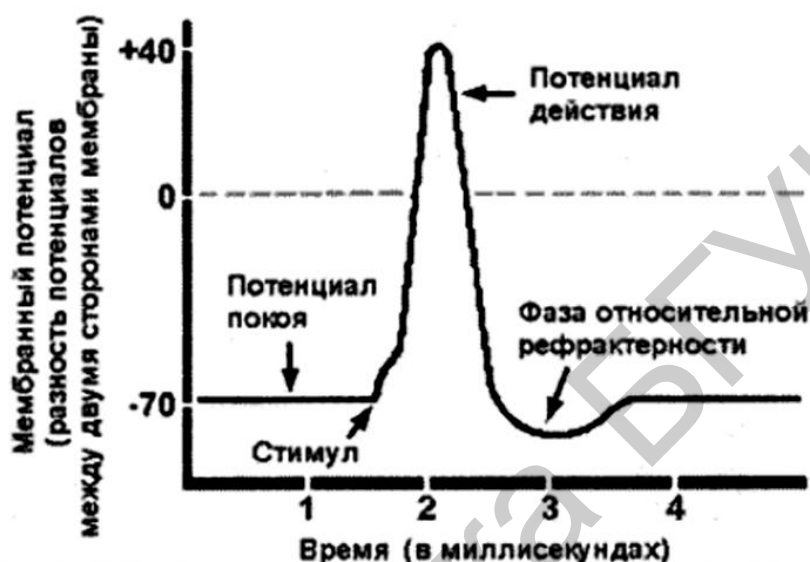


Рис. 1.1. Потенциал действия в сердечной клетке

При поступлении внутрь клетки ионов натрия и кальция происходит быстрый процесс возбуждения клетки (фаза деполяризации). Потенциал от  $-70$  мВ возрастает до  $+40$  мВ. Далее по мере высвобождения из клетки ионов калия потенциал обратно падает до отрицательного уровня, то есть клетка возвращается в состояние покоя (фаза реполяризации). Определенное время клетки сердца находятся в покое и не способны к следующему возбуждению (рефрактерный период). После завершения рефрактерного периода потенциал достигает порогового уровня и клетки подготавливаются к новому циклу возбуждения.

Сердце состоит из четырех камер: левое и правое предсердия, левый и правый желудочки. Каждый желудочек сердца имеет входные и выходные клапаны, которые открываются по мере превышения внутреннего давления над внешним. Ритмические сокращения сердца обеспечиваются проводящей системой, основные элементы которой представлены на рис. 1.2. В правом предсердии находится синусовый узел, который автоматически вырабатывает импульсы. Синусовый узел является аналогом задающего генератора, который имеется практически в любой электронной схеме.

Волна возбуждения распространяется по проводящей системе сердца. Импульсы из синусового узла вначале поступают в атриовентрикулярный узел

(АВ-узел), в котором они задерживаются. Далее импульсы поступают в желудочки. В желудочках они проходят по пучкам Гиса и достигают волокон Пуркинье. Такая сложная организация проводящей системы необходима для того, чтобы вначале сокращались предсердия, выталкивая кровь в желудочки, и только после этого сокращались желудочки сердца, поставляя импульс крови в большой и малый круг кровообращения.

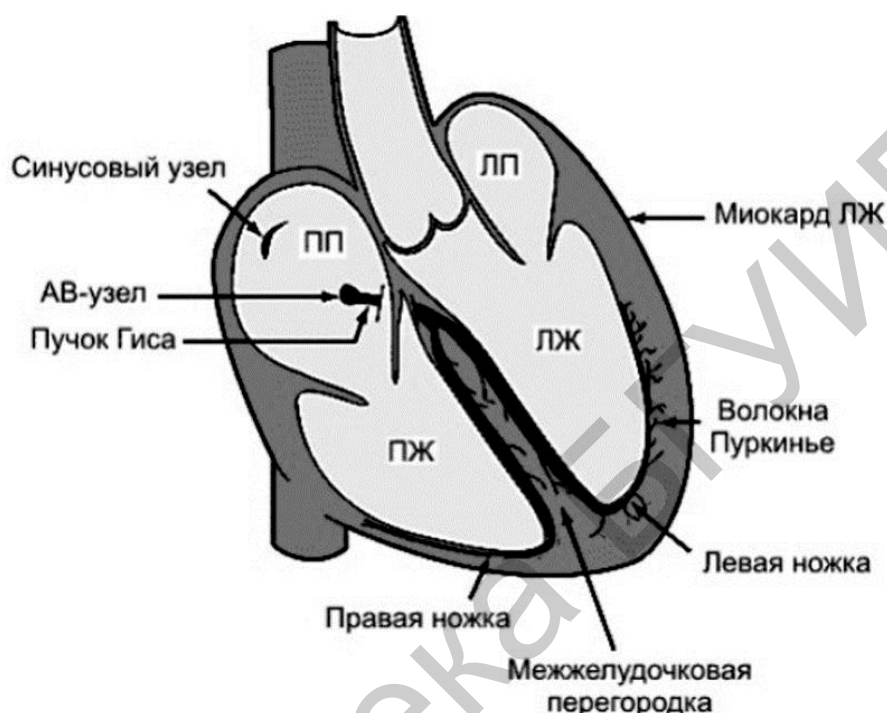


Рис. 1.2. Проводящая система сердца

Общая сумма потенциалов действия всех клеток отражает биоэлектрическую активность сердца, которая хорошо известна как электрокардиограмма.

Электрокардиограмма имеет довольно сложную форму и отражает последовательность фаз систолы и диастолы предсердий и желудочков. На рис. 1.3 представлен классический пример электрокардиограммы здорового человека. Необходимо понимать, что если мы говорим электрокардиограмма (ЭКГ), то подразумеваем запись сигнала на бумажную ленту. При цифровом анализе и обработке биомедицинской информации более корректно использовать термин электрокардиографический сигнал (ЭКС).

Подробное изучение электрокардиограммы относится к области медицинских знаний. Измеряя амплитуды и длительности зубцов электрокардиограммы, а также ритм сердца, кардиологи диагностируют более 200 разных типов патологии. Мы акцентируем внимание только на основных зубцах ЭКГ. Зубец *P* соответствует систоле (сокращению) предсердий. Зубцы *Q*, *R*, *S* соответствуют систоле желудочков. Зубец *R* обычно самый высокий. Зубец *T* отражает фазу диастолы (реполяризации). Помимо амплитуд зубцов важная диагностическая информация содержится в интервалах между зубцами. Это интервалы *PQ*, *PR*, *QRS*, *QT*.



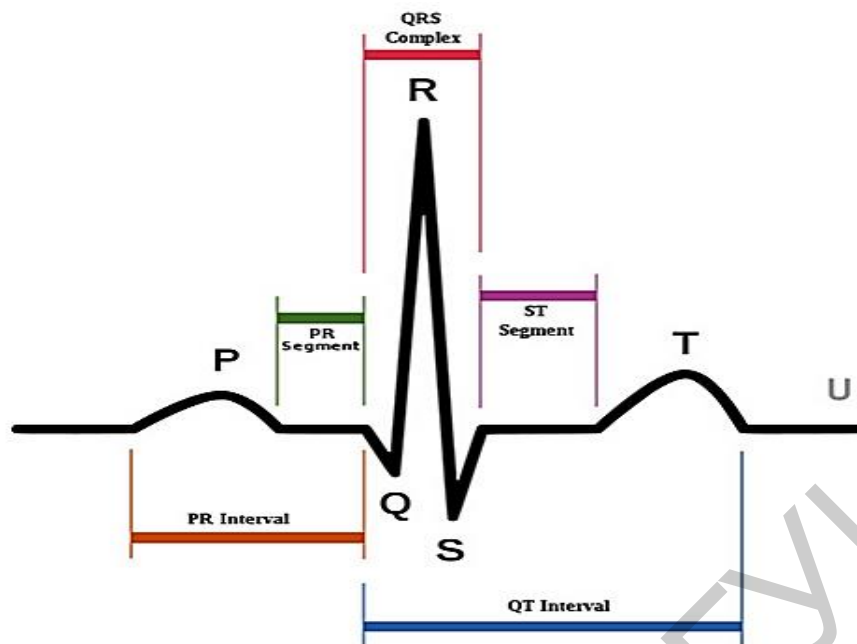


Рис. 1.3. Форма электрокардиографического сигнала

Для диагностики сердечного ритма необходимо анализировать последовательность электрокардиографических сигналов. На рис. 1.4 показана последовательность кардиокомплексов, в которых измеряется время между соседними  $R$ -зубцами, которое называется  $RR$ -интервалом. Каждому измерению  $RR$  соответствует текущий номер кардиобита. Таким образом, формируется последовательность временных отсчетов  $RR_1, RR_2, RR_3, \dots, RR_n$ , измеряемая в миллисекундах.

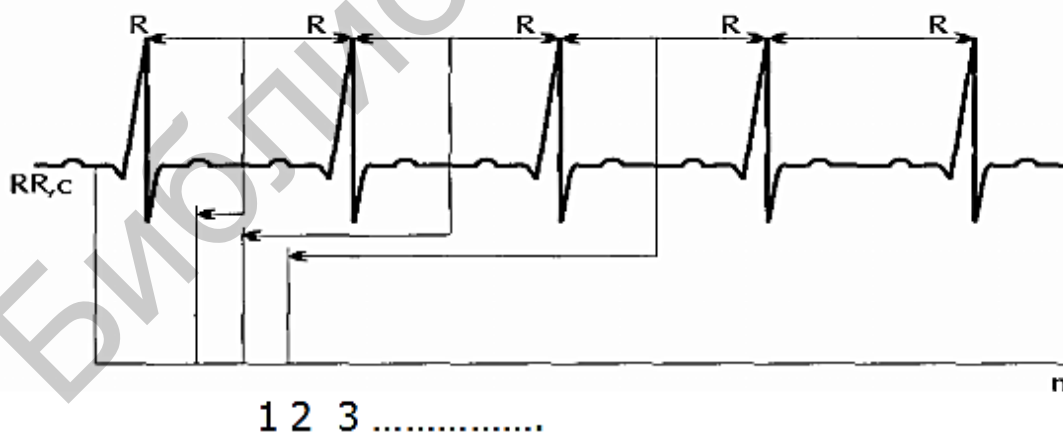


Рис. 1.4. Измерение  $RR$ -интервалов

При физиологической норме в покое сердце сокращается с частотой 60–80 ударов в минуту – это нормосистолия. Нормосистолии соответствуют периоды колебаний от 0,8 до 1,0 с. При частоте более 80 ударов в минуту диагностируется тахисистолия. При этом период сокращений сердца не превышает 0,8 с. Наоборот, при частоте от 40 до 60 ударов в минуту

диагностируется брадисистолия, то есть брадисистолии соответствуют колебания с периодом от 1,0 до 1,5 с.

В коротких записях ЭКГ накапливается от 10 до 20 кардиокомплексов, в суточных записях – до 85–150 тыс. кардиокомплексов.

При патологии ритмичность *RR*-интервалов явно нарушается и эти отклонения служат информационной основой врачу при выработке диагноза о нарушениях сердечного ритма.

Для измерения ЭКГ-сигнала необходимо знать его амплитудно-частотные характеристики. Динамический диапазон сигнала начинается от 0,03 мВ и заканчивается 5 мВ. Это следует учитывать при разработке электронных усилительных цепей. Частотный спектр ЭКГ располагается в диапазоне 0,03 до 150 Гц, где присутствуют как полезный сигнал, так и помехи. Для цифровой обработки ЭКГ по теореме Котельникова следует квантовать сигнал с частотой более  $2 f_v$ , где  $f_v$  – верхняя частота спектра. Поэтому в современных цифровых анализаторах используются частоты квантования 500, 1000, 2000 или 4000 Гц.

Источниками помех являются сетевая помеха 50 Гц, дыхание пациента, мышечная дрожь, миографические потенциалы скелетных мышц, артефакты взаимодействия электродов с кожей пациента. Проблемы фильтрации ЭКГ-сигнала будут рассмотрены далее.

### 1.3. Сигналы дыхания

Многие процессы жизнедеятельности требуют наличия кислорода, который поступает в организм из внешнего воздуха. Дыхательная система обеспечивает доставку кислорода и удаляет углекислый газ, продукты окисления и воду. Цикл дыхания состоит из вдоха и выдоха. При вдохе легкие расширяются, давление в них становится меньше атмосферного и воздух через дыхательные пути поступает в организм. При выдохе, наоборот, воздух удаляется из организма. Циклы дыхания выполняются автоматически. Различают спокойное и форсированное дыхание. При спокойном дыхании число циклов 12–18 в минуту, при форсированном дыхании частота может увеличиться в 2–3 раза.

Сигнал дыхания в настоящее время называют спирограммой. Для его регистрации ранее использовали гибкую ленту из токопроводящего материала круглого сечения. При вдохе грудная клетка расширяется, резиновая лента растягивается, поперечное сечение проводника уменьшается и его сопротивление возрастает. Изменения сопротивления регистрируются на диаграммной ленте или подаются в компьютер для последующей обработки. Конструкция простейшего датчика дыхания представлена на рис. 1.5.

Чувствительным элементом датчика служит пояс из токопроводящей резины 1. На концах пояса установлено крепление для фиксации на груди пациента. В местах крепления вмонтированы два контактных электрода 2, которые присоединяются к схеме преобразования сигнала спирограммы.

Существуют более сложные конструкции. Типичный датчик, используемый в спирографах (приборах для диагностики дыхательной

деятельности) и эргомониторах (аппаратно-программных комплексах для исследования кар-диореспираторной системы при физических нагрузках), представляет собой мундштук или маску, закрепляемую около рта пациента. Внутри мундштука вмонтирован термистор. В таком датчике сигнал дыхания основан на измерении разности температуры между вдыхаемым и выдыхаемым воздухом. Для соблюдения точности показаний температуру внутри мундштука необходимо термостатировать. Температура термостата служит опорной точкой, относительно которой регистрируется температура вдыхаемого и выдыхаемого воздуха.

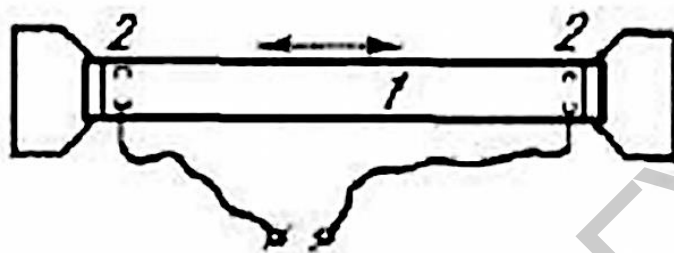


Рис. 1.5. Резистивный датчик дыхания:  
1 – пояс из токопроводящей резины;  
2 – электроды

При спирографических исследованиях требуется измерять объемы воздуха от 10 до 20 л с относительной погрешностью не более  $\pm 3\%$ . Спектр спирограммы располагается в диапазоне частот от 0,03 до 20 Гц. На рис. 1.6 изображена кривая спирограммы, по которой рассчитывается ряд показателей внешнего дыхания: ДО (л) – дыхательный объем, ЧД – частота дыхания (циклов в минуту), МОД – минутный объем легких (л/мин), ЖЕЛ – жизненная емкость легких (л).

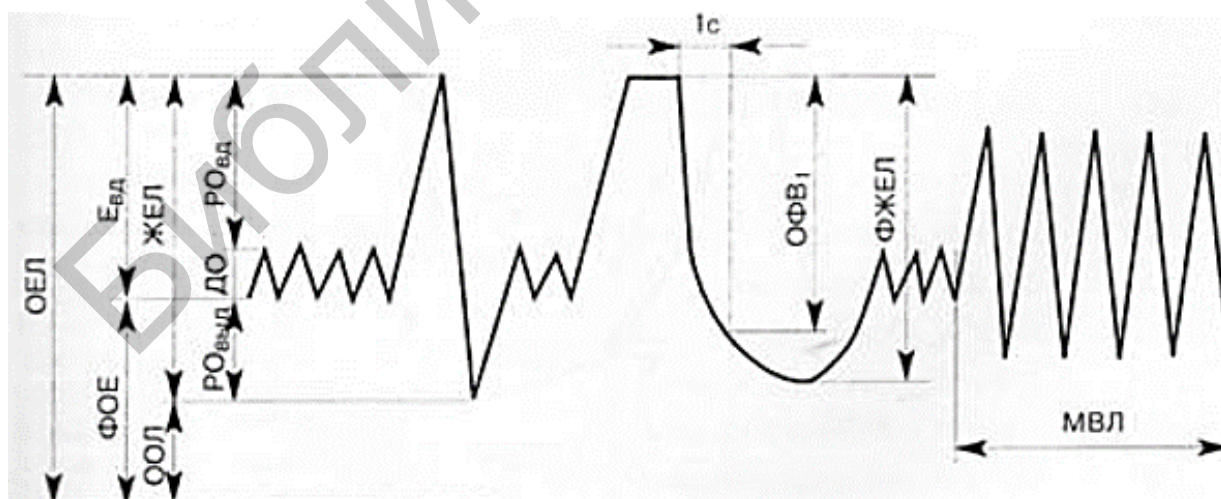


Рис. 1.6. Кривая спирограммы

Существует ряд других параметров, физиологическую интерпретацию которых можно найти в методических документах по спирометрии. По

отклонениям параметров от нормы врач-пульмонолог выработывает диагноз о наличии либо отсутствии заболевания легких.

На рис. 1.7 изображен эргомонитор для исследования параметров кардиореспираторной системы человека при велоэргометрической нагрузке. Эргомониторы в основном используются не в клиниках, а в спортивной медицине по двум причинам. Во-первых, они очень дорогие, во-вторых, не все пациенты, страдающие сердечно-сосудистыми, легочными или неврологическими заболеваниями, способны выполнить велоэргометрическую нагрузку.



Рис. 1.7. Исследование сердечно-сосудистой системы и функции внешнего дыхания во время выполнения велоэргометрической нагрузки

#### 1.4. Пульсовые сигналы

Пульсовый сигнал образуется благодаря выбросу импульса крови сердцем в большой и малый круг кровообращения. Импульс крови достигает всех периферических органов человека. По мере прохождения по артериальным сосудам изменяется амплитуда и форма импульса. В этих изменениях содержится полезная диагностическая информация о состоянии артериального русла и показателях газообмена. Для измерения пульсовых сигналов используется принцип изменения поглощения или отражения светового потока при прохождении по сосуду импульса крови. На рис. 1.8 представлена конструкция фотоэлектрического датчика при регистрации кровотока в пальце руки. Фотоэлектрический датчик представляет собой конструкцию, содержащую источник света, фотоприемник и формирователь сигнала.



Рис. 1.8. Регистрация артериального кровотока в пальце руки с помощью фотоэлектрического датчика

При выборе фотоэлектрических датчиков важно корректно выбрать диапазон светового излучения. Ультрафиолетовое излучение (10–380 нм) сильно поглощается поверхностными тканями, а инфракрасное излучение (50–2000 мкм) оказывает местный тепловой эффект. Оптимальным диапазоном для регистрации пульсаций крови является красный свет видимого диапазона (625–740 нм). Поэтому в качестве излучателей применяются полупроводниковые светодиоды со спектром излучения в видимом красном диапазоне. При этом важно, чтобы светодиоды имели узкий диапазон спектра излучения, например  $660 \pm 5$  нм. В качестве фотоприемника используется широкополосный кремниевый фотодиод с высокой чувствительностью в области красного диапазона.

Как упоминали выше, фотодатчики могут работать как на принципе отраженного сигнала, так и на основе сигнала, прошедшего через биообъект. С метрологической точки зрения метод на основе отраженного светового сигнала менее приемлем, так как на параметры отраженного сигнала сильно влияет форма частиц, от которых отражается свет, глубина расположения частиц, взаимоположение источника и фотоприемника, а также изменения освещенности окружающей среды. Метод, основанный на регистрации ослабленного сигнала, прошедшего через биообъект, более точный. Такие фотоэлектрические датчики можно крепить где угодно: на мочке уха, пальце руки или стопе ноги, как показано на рис. 1.9.

По типу питания источника света выделяют фотоэлектрические преобразователи с постоянным или переменным током. Использование переменного тока способствует уменьшению световых фоновых засветок фотоприемника, но при этом усложняется схемотехническая реализация преобразователя, так как необходимо вводить демодулятор сигнала, который выполняет функцию выделения амплитудно-модулированного сигнала. Демодулятор строится по

принципу амплитудного или синхронного детектирования. Кроме того, необходимо подавить постоянную составляющую сигнала, которая не несет полезной информации. Для этого вводится фильтр высокой частоты с частотой среза 0,1–0,5 Гц. Для устранения внешних оптических помех конструкцию фотодатчика выполняют так, чтобы на него не попадали посторонние световые помехи.

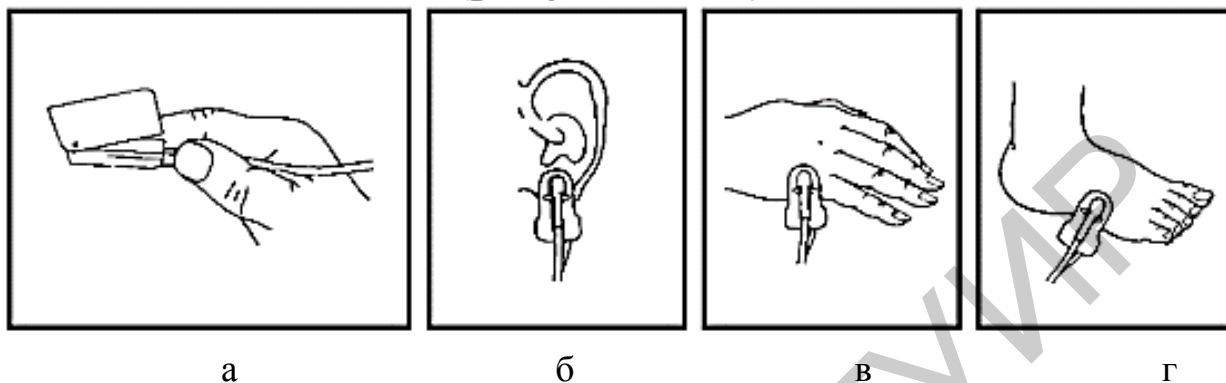


Рис. 1.9. Способы крепления фотоэлектрических датчиков на теле пациента:  
а – датчик типа «клипса»; б – на ухе; в – на пальце руки; г – на стопе ноги

Фотоэлектрические датчики получили широкое распространение в медицинских информационных системах по причине их абсолютной безопасности, информативности, приемлемой точности и дешевизны. Они позволяют регистрировать сигналы периферического кровотока, выделять амплитудную и венозную компоненты кровотока. При наличии двух и более фотоэлектрических датчиков можно измерять время задержки при распространении пульсового кровотока по сосудистому руслу. Зная время задержки и длину сосуда, легко измерить скорость распространения пульсовой волны, по данным которой оценивается эластичность сосудистого русла. Это важнейшая информация, необходимая для диагностики атеросклеротических поражений сосудов.

### 1.5. Сигналы давления крови

В настоящее время давление крови – это медицинский параметр, известный практически каждой домохозяйке. Давление является сигналом пульсового происхождения и вызвано прохождением импульса (кванта) крови по артериальному и венозному сосудистому руслу. Максимальному значению соответствует систолическое артериальное давление (САД), а минимальному – диастолическое артериальное давление (ДАД). В медицине используют также среднее артериальное давление, вычисляемое следующим образом:

$$\text{Среднее АД} = \text{ДАД} + \frac{1}{3} (\text{САД} - \text{ДАД}). \quad (1.1)$$

Измеряется давление крови в миллиметрах ртутного столба (мм рт. ст.). Насильно внедряемая единица измерения давления в системе СИ паскаль (Па)

не прижилась. Это яркий пример консерватизма медицины. Если для миллионов людей стали привычными цифры 120/80 мм рт. ст., то можно представить какая бы возникла путаница, если бы перешли на паскалы, в данном примере – это было бы 15 999/10 666 Па.

Измерение давления базируется на методе Н. С. Короткова. Имя российского физиолога, доцента Императорской военно-медицинской академии навсегда вошло в историю мировой медицины.

Для измерения давления по Короткову необходимо иметь датчик давления, манометр, манжету и систему соединительных эластичных трубок. В манжете создается избыточное давление, превышающее давление крови в артерии. Естественно, что при этом артерия перекрывается и кровоток в ней прекращается. При плавном снижении (сравливание) давления вначале проявляются пульсирующие тоны Короткова. Давление в этот момент будет соответствовать систолическому (верхнему) артериальному давлению. Далее тоны Короткова усиливаются по мере приближения к среднему артериальному давлению. При дальнейшем снижении давления в манжете тоны Короткова исчезают. В данный момент времени фиксируется диастолическое (нижнее) артериальное давление. Методика Н. С. Короткова иллюстрируется на рис. 1.10.



Рис. 1.10. Принцип измерения артериального давления по методу Н. С. Короткова:

а – постепенное снижение давления в манжете; б – звуковые тоны Короткова, слышимые врачом

Типы датчиков давления зависят также от метода преобразования давления в электрический сигнал. Преобразование может выполняться на основе тензометрических, пьезорезистивных или пьезоэлектрических датчиков.

Тензометрические датчики базируются на принципе изменения электрического сопротивления при деформации тензорезисторов, приклеенных к упругому элементу, который деформируется под воздействием давления.

Тензорезистивные датчики основаны на интегральных чувствительных элементах из кремния. Кремниевые преобразователи имеют высокую чувствительность благодаря изменению удельного объемного сопротивления полупроводника при деформации.

В основе пьезоэлектрических датчиков лежит прямой пьезоэлектрический эффект, при котором пьезоэлемент генерирует электрический сигнал, пропорциональный действующей на него силе или давлению. Активные пьезоэлементы обеспечивают на выходе изменяющийся электрический сигнал в виде электрического заряда, напряжения или тока. Пассивные пьезодатчики давления изменяют свои электрические свойства, например сопротивление, емкость или индуктивность, под воздействием давления.

В настоящее время кроме простых измерителей давления типа Omron начали широко применять суточные мониторы давления. По динамике давления диагностируются особенности протекания гипертонической болезни. Например, клинически важно отличается ли давление в ночное время от дневного.

## 1.6. Биоимпедансные сигналы

Ткани организма представляют собой сложноорганизованные неоднородные проводники. Поэтому при исследовании внутренних сред организма часто используется свойство биоимпеданса (сопротивления), которое возникает при пропускании электрического тока через биологический объект исследования. Измерение удельного сопротивления клеток и тканей показало, что для постоянного тока оно изменяется от  $10^6$  до  $10^7$  Ом·м. Наименьшим удельным сопротивлением обладают такие жидкости, как кровь и лимфа, а наибольшим – жировая ткань и кости. С помощью биоимпедансных методов измерения можно исследовать параметры кровотока, состав тела человека и состояние легких.

Рассмотрим биофизические процессы, лежащие в основе формирования биоимпеданса. Немецкий физиолог Фике предложил простую эквивалентную модель живой клетки, которая представляет собой параллельное соединение резистора  $R_0$  с резистором  $R$  и емкостью  $C$ . Схема модели клетки Фике представлена на рис. 1.11. Параметр  $R$  отражает внутреннее сопротивление клетки,  $C$  – емкость клеточной мембраны, а  $R_0$  служит эквивалентом межклеточной жидкости.



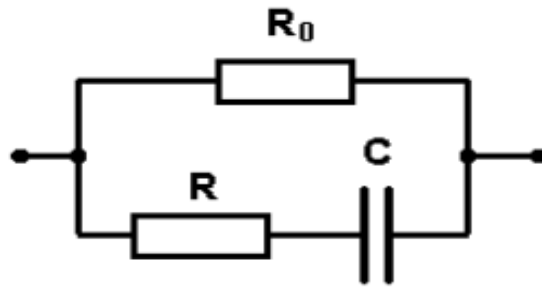


Рис. 1.11. Модель клетки Фике:

$R_0$  – сопротивление межклеточной жидкости;  $R$  – внутреннее сопротивление клетки;  $C$  – емкость мембраны

Из модели Фике вытекает, что импеданс клетки является комплексным и определяется активной и емкостной составляющими. Поэтому значение биоимпеданса зависит от частоты прилагаемого зондирующего тока. Для отображения частотных свойств биоимпеданса применяется диаграмма Найквиста, на которой по оси абсцисс отложена активная составляющая импеданса  $R$  (Ом), а по оси ординат – емкостная составляющая  $X$  (Ом) (рис. 1.12).

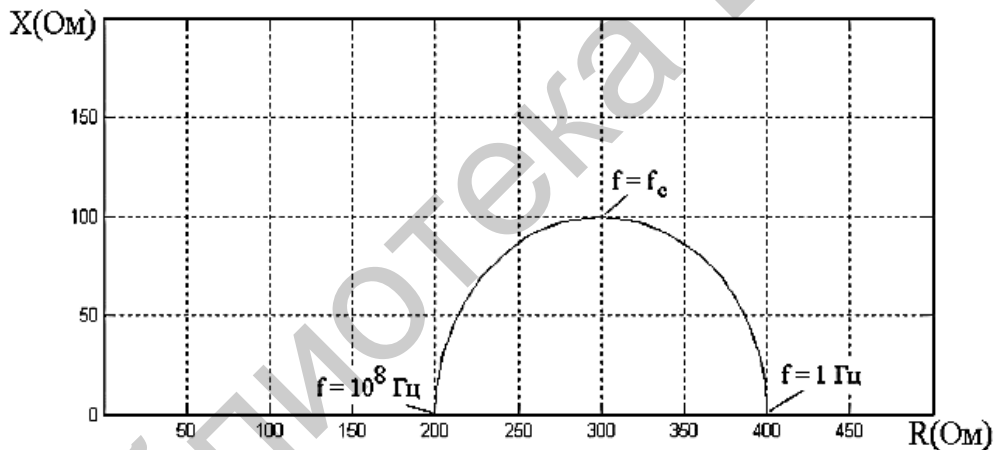


Рис. 1.12. Диаграмма Найквиста для модели клетки Фике

Видно, что на низкой частоте 1 Гц активная составляющая биоимпеданса максимальна и равна 400 Ом. По мере увеличения частоты зондирующего тока активная составляющая падает, но параллельно возрастает емкостная составляющая, которая достигает своего максимума на частоте  $f_c$ , которой соответствует резонансная частота клетки. При частоте  $10^8$  Гц емкостная составляющая обратно падает до нуля. Одновременно активная составляющая биоимпеданса достигает своего минимального значения 200 Гц.

Данный пример иллюстрирует резистивно-емкостную природу биоимпеданса, при этом отмечается важность выбора частоты зондирования исследуемого биологического объекта.

Далее рассмотрим методики регистрации сигналов при измерении биоимпеданса. Чувствительными элементами при измерениях являются контактные металлические пластины, через которые подается зондирующий ток и снимается напряжение. Наиболее распространены двухэлектродная и четырехэлектродная схемы измерения биоимпеданса  $Z$ . На рис. 1.13 представлена двухэлектродная схема измерения импеданса. Источник зондирующего тока 1 с внутренним сопротивлением  $R_g$  подключается к установленным на биологическом объекте 2 электродам Э1 и Э2.

В свою очередь к ним параллельно подключается измерительный усилитель 3. При условии постоянства амплитуды и частоты зондирующего тока  $i(t)$  регистрируемое измерительным усилителем напряжение  $u(z)$  будет пропорционально измеряемому импедансу  $Z(t)$ .

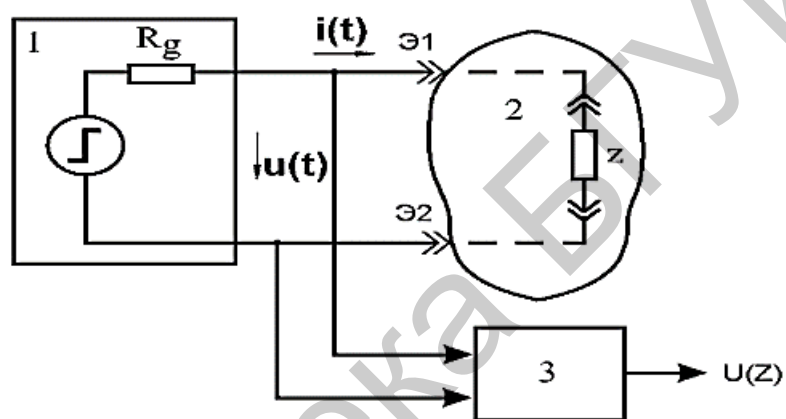


Рис. 1.13. Двухэлектродная схема измерения биоимпеданса  $Z$ :  
1 – источник тока с внутренним сопротивлением  $R_g$ ; 2 – биологический объект;  
3 – измерительный усилитель; Э1, Э2 – электроды

На рис. 1.14 представлена более сложная четырехэлектродная схема измерения биоимпеданса.

На электроды 1 и 4 подается зондирующий ток, образующий электромагнитное поле. С электродов 2 и 3 снимается напряжение  $u(t)$ , пропорциональное импедансу  $u(z)$ . Считается, что при четырехэлектродной схеме измерения создается более равномерное электрическое поле в сравнении с двухэлектродной схемой.

Биоимпедансные сигналы обладают широким спектром применения в медицине и физиологии. Для оценки кровоснабжения органов используется свойство изменения активной составляющей биоимпеданса. При поступлении артериального кванта крови просвет сосудов расширяется, поперечное сечение возрастает и сопротивление падает. Наоборот, при оттоке крови сосуды сжимаются, снижается поперечное сечение и увеличивается сопротивление.

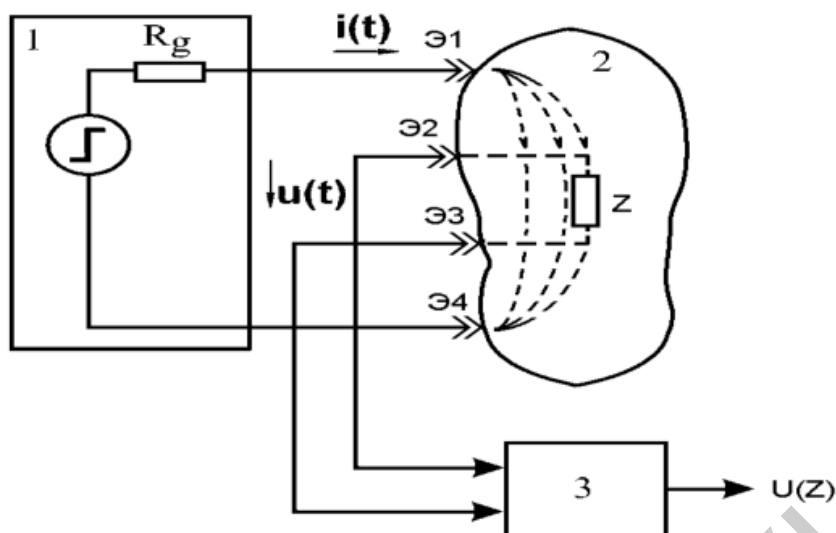


Рис. 1.14. Четырехэлектродная схема измерения электрического биоимпеданса:  
 1 – источник тока с внутренним сопротивлением  $R_g$ ;  
 2 – биологический объект; 3 – измерительный усилитель; Э1 и Э4 – токовые электроды; Э2 и Э3 – потенциальные электроды

В зависимости от поставленной клинической задачи выбирают ту или иную зону исследования. При закреплении электродов на груди регистрируется выброс крови из сердца в аорту и крупные магистральные сосуды, при закреплении на голове – мозговой кровоток, при закреплении на ногах или руках – периферический кровоток. Частота зондирующего тока должна быть невысокой и обычно выбирается в пределах от 10 до 80 кГц. По условиям электробезопасности сила тока не должна превышать 5–6 мА.

При исследовании состава тела человека применяется многочастотное зондирование током. Такой метод получил название биоимпедансная спектроскопия. На низкой частоте (20–40 кГц) зондирующий ток преимущественно проходит через жидкие среды с низким удельным сопротивлением, то есть через кровь и лимфу. Фиксируется биоимпеданс на низкой частоте  $Z_{нч}$ . Далее измеряется биоимпеданс на высокой частоте от 500 до 1000 кГц  $Z_{вч}$ . При этом ток проникает во внутриклеточное пространство, так как падает емкостное сопротивление клеточных мембран. По математическим моделям, в состав которых входят рост и вес пациента, а также отношение биоимпедансов  $Z_{нч}/Z_{вч}$ , вычисляется содержание жидкости, жира и активной мышечной массы.

Несомненными достоинствами биоимпедансных методов исследования являются простота, абсолютная безопасность для пациента, возможность длительного мониторинга состояния пациента и относительно невысокая стоимость аппаратуры.

В данной главе мы ограничились несколькими биомедицинскими сигналами, которые широко применяются при диагностике состояния сердечно-сосудистой, дыхательной, нервной и эндокринологической систем организма

человека. На самом деле количество типов биомедицинских сигналов более многообразно. Целью данной главы ставилась задача ознакомления с принципами происхождения биомедицинских сигналов и их параметрами, которые необходимо учитывать при разработке электронно-медицинских приборов и систем обработки биомедицинской информации.

#### Литература

1. Мурашко, В. В. Электрокардиография / В. В. Мурашко, А. В. Струтын-ский. – М. : Медицина, 2007.
2. Старшинов, А. М. Спирография для профессионалов / А. М. Старшинов, И. С. Смирнов. – М. : Познавательная книга пресс, 2003.
3. Косицкий, Н. Н. Биофизические основы кровообращения и клинические методы измерения гемодинамики / Н. Н. Косицкий. – Л. : Наука, 1974.
4. Биоимпедансный анализ состава тела человека / Д. В. Николаев [и др.]. – М. : Наука, 2009.

#### Вопросы для контроля

1. Приведите классификацию биомедицинских сигналов.
2. Поясните принцип образования потенциала действия, строение сердца.
3. Опишите электрокардиографический сигнал, его информативные параметры.
4. Опишите сигнал дыхания, методику съема.
5. Опишите пульсовый сигнал, методику съема.
6. Объясните принцип измерения давления крови по Короткову.
7. Опишите биоимпедансную модель клетки Фике.
8. Охарактеризуйте методы измерения биоимпеданса.

## Глава 2. Предварительная обработка биомедицинских сигналов

### 2.1. Измерение биомедицинских сигналов

Организм человека состоит из ряда органов и систем, постоянно взаимодействующих друг с другом для непрерывного поддержания процессов жизнедеятельности. По степени сложности и информационной организации с организмом человека не сравним ни один из самых сложных технических объектов, искусственно созданных человеческим разумом, будь то атомная электростанция или ракетно-космический комплекс. Ознакомимся со структурной схемой медицинской диагностической системы. Она представлена на рис. 2.1.

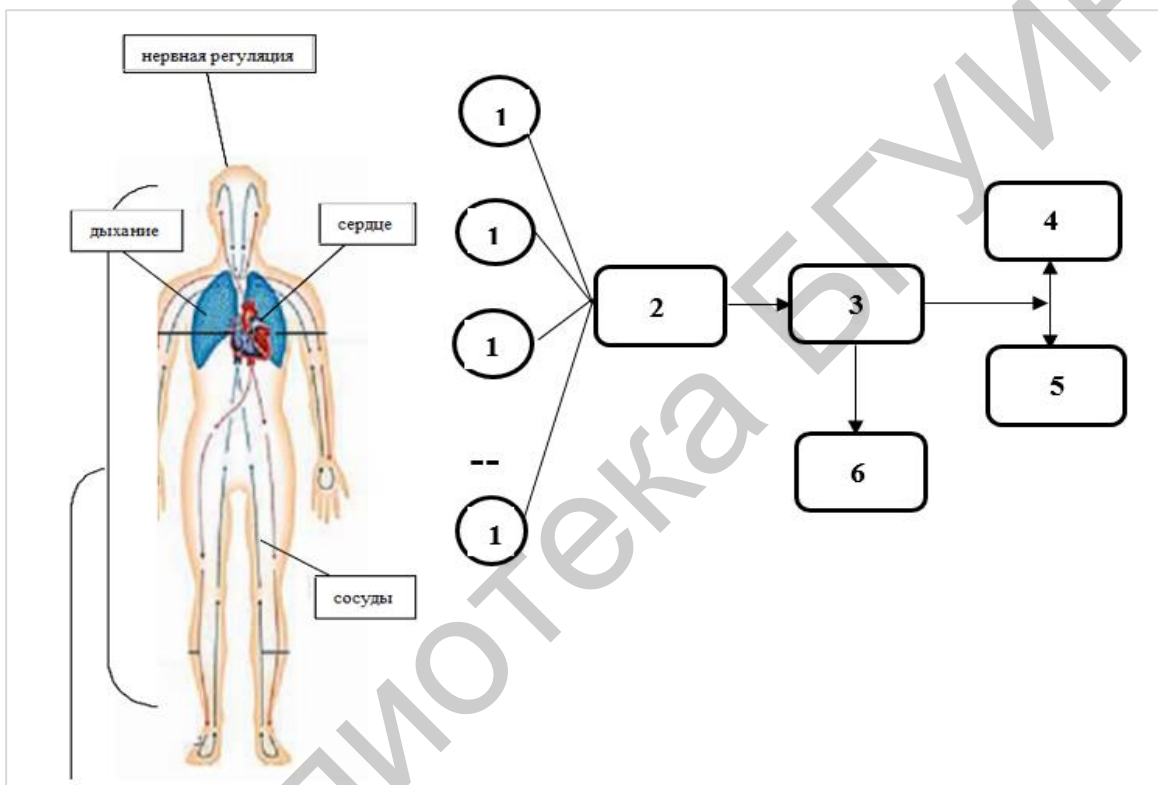


Рис. 2.1. Структурная схема диагностической информационной системы: 1 — датчики физиологических параметров; 2 — блок первичной обработки данных; 3 — блок анализа информации; 4 — дисплей; 5 — регистратор; 6 — память

Датчики физиологических параметров содержат чувствительные элементы, предназначенные для преобразования информации о физиологических процессах организма в электрические сигналы. Если снимаются изменяемые во времени одномерные параметры, то имеем дело с биомедицинскими сигналами. Если снимаются двухмерные матрицы физиологических параметров, получаем медицинские изображения. Если регистрируются изменяемые во времени срезы двухмерных медицинских изображений, получаем трехмерные видеоизображения.

Блок первичной обработки данных предназначен для преобразования сигналов или изображений в форму, удобную для последующего анализа. Как правило, блок первичной обработки выполняет усиление, масштабирование, преобразование данных из аналоговой формы в цифровую. На данном этапе обработки производится фильтрация помех, возникающих от движений пациента, воздействия внешних электромагнитных полей и активности других органов и систем организма, которые в данный момент не интересуют врача.

Блок анализа выполняет медицинскую интерпретацию полученной информации. Выполняются расчеты информативных параметров сигналов и изображений, вырабатываются диагностические заключения.

Регистратор выводит медицинскую информацию на твердый носитель. Дисплей визуально отображает данные на экране монитора. В памяти сохраняются результаты для последующего сравнения и анализа.

При этом необходимо подчеркнуть, что диагностические информационные системы не призваны заменить врача. Это та ситуация, когда заменять человека компьютером ни в коем случае нельзя. Диагностические системы могут предоставить врачу необходимую информацию, избавить его от рутинных расчетов, дать информационную подсказку из базы данных и, наконец, сформировать компьютерное диагностическое заключение – таковы основные эффекты от использования информационно-диагностических систем в практической медицине. Врач, вооруженный подобной системой, более точно поставит диагноз и сделает это гораздо быстрее, чем без использования системы. Это обоюдовыгодно как врачу, так и его многочисленным пациентам.

Примерами современных диагностических информационных систем служат компьютерные электрокардиографы, энцефалографы, спирографы, ультразвуковые диагностические установки, компьютерные и магнитно-резонансные томографы и ряд других.

## 2.2. Электроды и датчики биомедицинских сигналов

Электроды и датчики биомедицинской информации относятся к классу устройств съема медицинской информации. Их классификация представлена на рис. 2.2.

Электроды реализуют функцию электрического контакта тела человека с медицинской аппаратурой. Для регистрации биопотенциалов широко применяются металлические электроды с хлорсеребряным покрытием. На теле они крепятся резиновыми лентами или клеем. Для каждого вида исследования используются электроды специальной формы. Например, в электрокардиографии используются два типа электродов: пластинчатые, которые закрепляются на конечностях (руки, ноги), и «присоски», закрепляемые на груди пациента. Контакт электрода с кожей должен обладать небольшим сопротивлением. Иными словами, следует предпринимать все меры к снижению переходного сопротивления «электрод – кожа». Как этого достичь, объясняется в разд. 2.3.

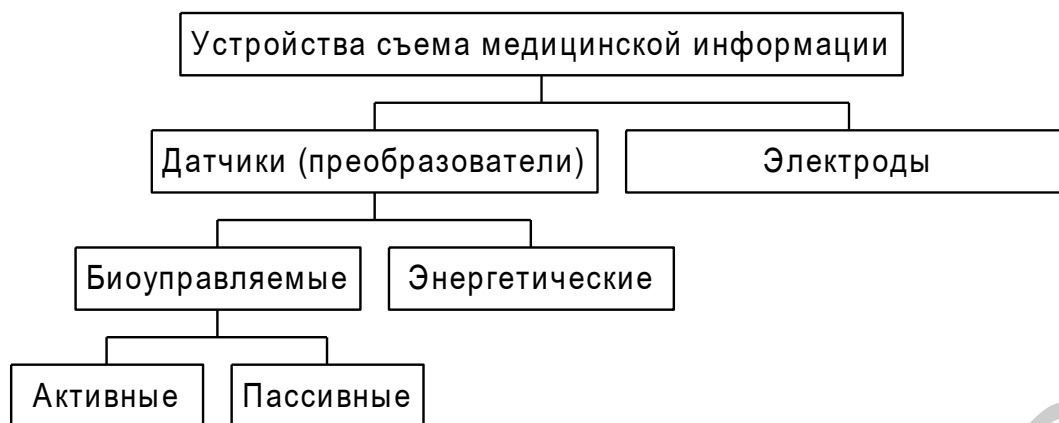


Рис. 2.2. Классификация устройств съема медицинской информации

Различают потенциальные, нулевые и нейтральные электроды. Потенциальный электрод – это отводящий электрод, контактирующий с участком тела пациента и находящийся в электрическом поле исследуемого биообъекта. Нулевой электрод – отводящий электрод, в котором электрический потенциал равен нулю и который также контактирует с участком тела пациента. Нейтральный электрод – это электрод, не участвующий в съеме сигнала. Как правило, он подключается к нейтральной клемме измерительного прибора. Путем комбинирования электродов разных типов добиваются снижения помех.

Датчики биомедицинских сигналов или биосенсоры представляют более сложный и разнообразный класс устройств. Датчик – это первичный элемент медицинской аппаратуры, преобразующий контролируемую физиологическую величину в удобный для дальнейшего использования сигнал. Датчики биосигналов являются входной частью любой медицинской аппаратуры. В широком смысле они представляют собой устройства для съема медицинской информации. При этом они должны обеспечивать:

- получение устойчивого биосигнала;
- минимальное искажение полезного биосигнала;
- безопасность и удобство размещения на теле пациента;
- отсутствие раздражающего воздействия на организм;
- возможность стерилизации для многократного использования.

Если электроды просто снимают биопотенциалы с тела человека, то датчики преобразуют какой-либо вид энергии, вызванный жизнедеятельностью человека в сигнал.

Датчики могут быть биоуправляемыми и энергетическими. Биоуправляемые датчики изменяют свои характеристики непосредственно под влиянием медико-биологической информации, поступающей от объекта измерения. В свою очередь такие датчики делятся на активные и пассивные. В активных датчиках измеряемый параметр преобразуется в электрический сигнал под воздействием измеряемой величины, то есть активные датчики сами вырабатывают электрические сигналы. К ним относятся пьезоэлектрические, индукционные датчики и пьезоэлементы. Пассивные датчики под воздействием

биомедицинского сигнала изменяют свои электрические параметры, например сопротивление, емкость или индуктивность.

Энергетические датчики в отличие от биоуправляемых активно воздействуют на органы и ткани организма. Они создают так называемый немодулированный энергетический поток со строго постоянными во времени характеристиками. Измеряемый параметр воздействует на характеристики данного потока и модулирует его пропорционально изменениям самого биомедицинского параметра. Энергетические датчики всегда нуждаются во внешнем источнике энергии для воздействия на биообъект. К ним относятся фотоэлектрические датчики, ультразвуковые датчики, датчики ангиографов и другие.

Биомедицинские датчики являются обязательным элементом тракта измерения медицинской информации. К ним предъявляются те же требования, что и к датчикам, используемым в различных отраслях техники:

- чувствительность – это минимальное изменение снимаемого параметра, которое можно обнаружить;
- динамический диапазон – диапазон входных величин, измерение которых производится без заметных искажений (от минимальной величины до максимальной);
- линейность – пропорциональная зависимость между измеряемым биомедицинским сигналом и выходным сигналом датчика;
- время реакции – минимальный интервал времени, в течение которого происходит установка выходного сигнала датчика на уровень, соответствующий входному сигналу.

Количество электродов и датчиков, налагаемых на тело пациента, зависит от методики обследования. Например, для съема температуры достаточно одного датчика, при съеме электрокардиограммы обычно налагают на тело 10 электродов, при исследовании биоэлектрической активности мозга на голове пациента закрепляют 60 и более электродов.

### 2.3. Согласование датчиков с измерительной схемой

Чтобы правильно измерить биоэлектрическую активность, необходимо согласовать характеристики измерительной схемы с биообъектом. Уже упоминалось, что электрические сигналы, вырабатываемые биодатчиками, как правило, очень слабые и нуждаются в усилении амплитуды. При этом на точность измерений сильно влияют как характеристики датчика, схемы подключения, так и сама усилительная схема. Другими словами, источник сигнала и схема измерения должны быть согласованы. Рассмотрим это на примере подключения сигнала биодатчика с измеряемым биопотенциалом  $E$  и внутренним сопротивлением  $R$ , к усилителю с входным сопротивлением  $R_{вх}$  (рис. 2.3).



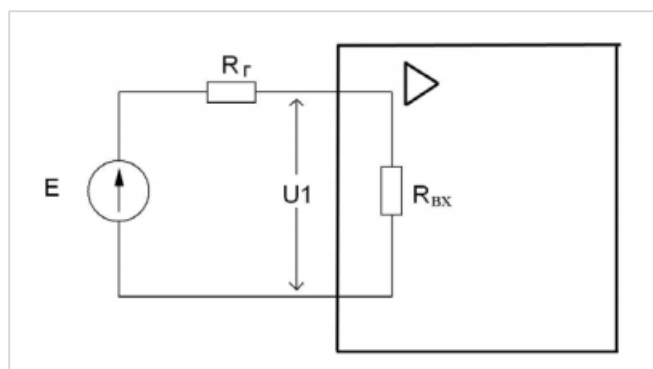


Рис. 2.3. Согласование сигнала биодатчика  $E$  с входным усилителем

Часть сигнала от источника  $E$  теряется на его внутреннем сопротивлении  $R_r$ , поэтому сигнал на входе усилителя составляет

$$U_1 = E \frac{R_{\text{вх}}}{R_r + R_{\text{вх}}}. \quad (2.1)$$

Из уравнения (2.1) вытекает, что для согласования датчика и усилителя необходимо выполнение условия  $R_{\text{вх}} \gg R_r$ . Только при этом условии

$$U_1 = E.$$

Практически это означает необходимость уменьшения переходного сопротивления «электрод – кожа». Об этом мы уже говорили. Достигается это применением качественных материалов, плотным соприкосновением и обработкой кожи смачивающими материалами. Наилучшими материалами для изготовления медицинских электродов являются серебро и золото. Однако по экономическим соображениям применяют более дешевые материалы из хлорида серебра или угля. В качестве смачивающих материалов используются растворы соли или специальные электродные гели, снижающие переходное сопротивление. Очень важно применять электроды из одного материала. В противном случае на электродах возникает так называемое напряжение поляризации, которое вносит искажения в результаты измерения биопотенциалов.

Таким образом, в медицинских приборах должно выполняться следующее правило: входное сопротивление усилителя должно в 10–20 раз превышать сопротивление исследуемого биообъекта.

Если датчик имеет не потенциальный, а токовый выход, то используют преобразование ток – напряжение (рис. 2.4).

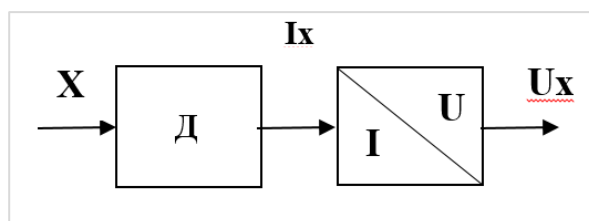


Рис. 2.4. Согласование датчика с токовым выходом

В качестве преобразователя используют усилитель с инвертирующим включением и сопротивлением обратной связи  $R_{oc}$ . Тогда

$$U_x = -I_x \cdot R_{oc} . \quad (2.2)$$

Следующим источником погрешности может быть влияние реактивной составляющей источника биомедицинского сигнала. Если это не учесть, изменится форма регистрируемого сигнала. В биологии и медицине чаще встречается реактивность емкостного характера. Пример подключения емкостного датчика к усилителю представлен на рис. 2.5.

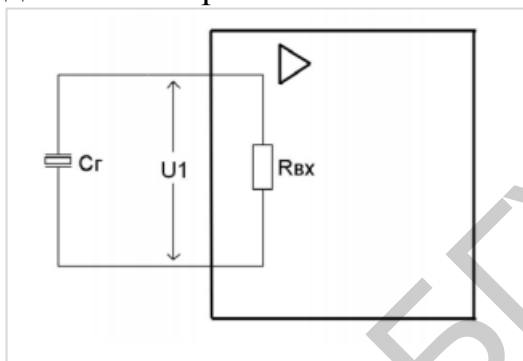


Рис. 2.5. Подключение емкостного биодатчика к усилителю

С понижением частоты сигнала внутреннее сопротивление биодатчика растет, а на входе усилителя, наоборот, падает. Происходит рассогласование импедансов и полезная информация будет искажена. Для устранения такого нежелательного эффекта биоусилитель должен иметь нижнюю частоту полосы пропускания не ниже чем

$$f = \frac{1}{2 \pi R_{вх} C} , \quad (2.3)$$

где  $R_{вх}$  – входное сопротивление биоусилителя;  $C$  – емкость датчика.

То же касается верхней частоты полосы пропускания биоусилителя. Коррекция верхней и нижней полосы пропускания выполняется расчетным методом и подбором номиналов резисторов и емкостей, подключаемых к внешним контактам операционного усилителя.

#### 2.4. Мостовые схемы измерения

Измерения и обработка в медицине относятся к методам измерения слабых сигналов в присутствии шумов. При этом часто используются мостовые измерительные схемы. Рассмотрим пример мостовой схемы, в одно из плеч которой подключен пьезодатчик. Сопротивление пьезодатчика изменяется в зависимости от приложенной к нему силы или давления. На рис. 2.6 приведена мостовая схема включения пассивного пьезодатчика давления  $R_s$  в одно из плеч моста.

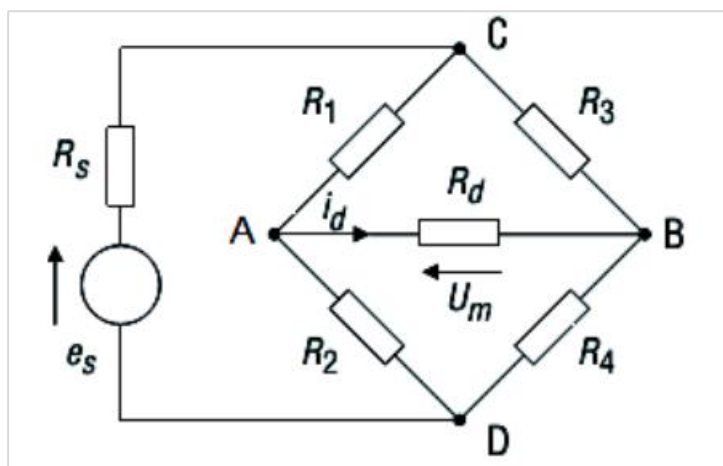


Рис. 2.6. Мостовая схема включения пьезодатчика давления

В данном случае  $R_d$  – входное сопротивление измерительного прибора, измеряющего напряжение  $U_m$  или разбаланс тока  $i_d$  в диагонали моста;  $e_s$  – внешний источник напряжения;  $R_s$  – внутреннее сопротивление источника напряжения;  $R_1$ – $R_4$  – сопротивления моста. Один из резисторов – тензометрический датчик давления  $R_c$  с изменяемым сопротивлением. Мост находится в равновесии при условии  $U_a = U_b$ . В этом случае ток в диагонали моста  $i_d = 0$ . Условие баланса моста описывается как  $R_1 = R_4$  и  $R_2 = R_3$ .

Напряжение в диагонали моста составляет

$$U_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \quad (2.4)$$

Для упрощения принимаем все сопротивления моста равными сопротивлению тензорезистора в покое  $R_0$ , то есть при приложенном к нему градиенте давления  $\Delta P = 0$ . Запишем сопротивление тензорезистора в виде суммы

$$R = R_0 + \Delta R, \quad (2.5)$$

где  $\Delta R$  – изменение сопротивления при градиенте давления  $\Delta P$ . Запишем его как

$$\Delta R = S \Delta P,$$

где  $S$  – чувствительность тензорезисторного датчика.

С учетом допущений выходное напряжение составит

$$U_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta P}{2R_0 + S \Delta P}. \quad (2.6)$$

Полученное выражение имеет нелинейную связь между  $U_m$  и  $\Delta P$ . С целью линеаризации используем режим малых отклонений сопротивления тензорезистора от сопротивления покоя  $R_0$ . В этом случае выходной сигнал будет иметь вид

$$U_m = \frac{e_s S \Delta P}{4 R_0}. \quad (2.7)$$

Далее сигнал рассогласования моста  $U_m$  поступает на вход операционного усилителя, как это показано на рис. 2.7.

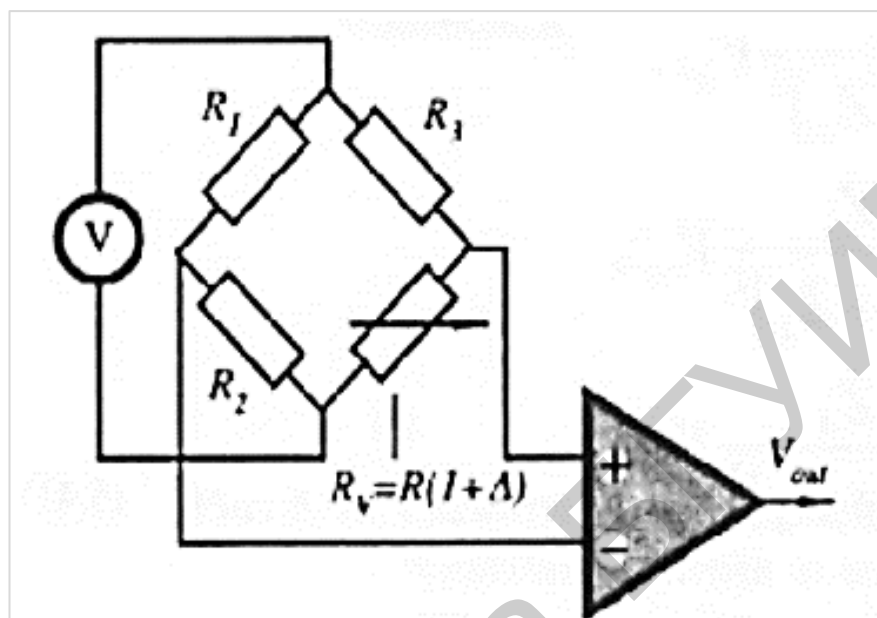


Рис. 2.7. Подключение мостовой схемы к усилителю

С целью линеаризации мостовых схем и компенсации температурного дрейфа на практике используются более сложные варианты подключения моста к операционному усилителю. В частности, применяются схемы с обратной связью.

## 2.5. Усилители биопотенциалов

Усилители биопотенциалов выполняют три основные операции:

- усиливают низкоамплитудные биомедицинские сигналы до входного диапазона аналого-цифрового преобразователя, обычно до  $\pm 5$  В;
- осуществляют фильтрацию сигналов в заданной полосе частот пропускания с удалением низкочастотных и высокочастотных составляющих фильтрами высокой и низкой частоты;
- удаляют сетевую наводку 50 Гц (правда эту функцию сейчас выгоднее реализовать на программном уровне).

Входное сопротивление усилителя рассчитывается как

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad (2.8)$$

где  $U_{\text{вх}}$  – входное напряжение;  $I_{\text{вх}}$  – входной ток.

Коэффициент усиления биоусилителя составляет

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}, \quad (2.9)$$

где  $U_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение;  $K$  – коэффициент усиления.

Основной характеристикой усилителя является способность линейно усиливать биосигнал в определенном диапазоне частот. Пример амплитудно-частотной характеристики усилителя показан на рис. 2.8.

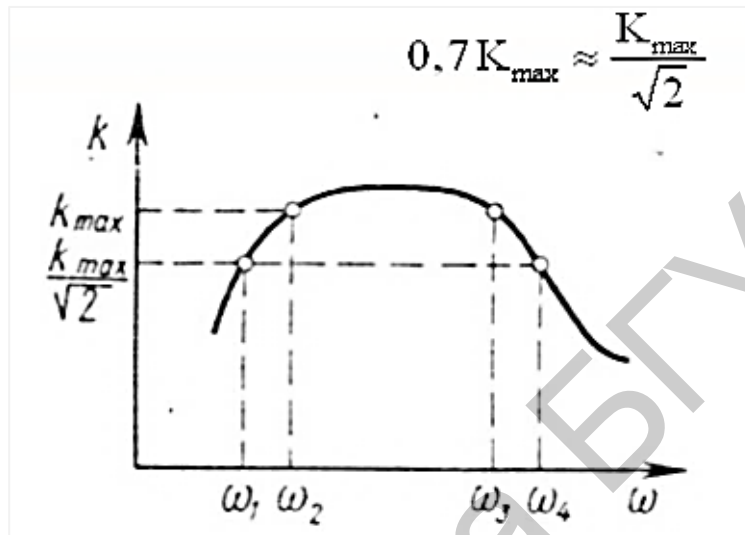


Рис. 2.8. Амплитудно-частотная характеристика биоусилителя

Частотный диапазон, в котором биосигналы усиливаются с коэффициентом  $K_{\text{max}}$ , обозначен  $\omega_2 - \omega_3$ , где  $\omega_2$  и  $\omega_3$  – нижняя и верхняя круговая частота усилителя. На практике допускается определенное искажение коэффициента усиления до уровня  $K_{\text{max}}/\sqrt{2}$ , поэтому реально частотный диапазон усиления расширяется от  $\omega_1$  до  $\omega_4$ .

Биопотенциалы являются слабыми по амплитуде сигналами: от десятых долей милливольт до нескольких милливольт. Их также можно отнести к классу низкочастотных сигналов. Помехи, которые сопровождают биомедицинские исследования, часто превышают полезный сигнал в десятки раз. Исходя из этого необходимо, чтобы биоусилители удовлетворяли следующим условиям:

- высокий коэффициент усиления  $10^2 - 10^4$ ;
- высокое входное ( $>$  сотен килоом) и низкое выходное (сотни ом) сопротивление;
- высокий коэффициент подавления синфазной помехи (100–120 дБ);
- уровень собственных шумов не более 5 мкВ.

Как уже упоминалось, важной проблемой при обработке биосигналов является подавление нежелательных помех. Например, в электрокардиографии наиболее значимой является сетевая помеха промышленной частотой 50 Гц. На теле человека, находящегося в электрическом поле, амплитуда сетевой помехи может достигать десятков вольт. Важно также знать, что сетевая помеха

относится к классу синфазных сигналов, то есть равных по амплитуде и синфазных по частоте. Такая синфазная помеха поступает на все входы биоусилителя одновременно. Для подавления синфазных помех, как правило, используются дифференциальные усилители. Дифференциальный усилитель состоит из двух симметричных схем. Он предназначен для усиления полезного разностного сигнала  $U_{д}$  и подавления синфазного сигнала  $U_{сф}$ , попадающего одновременно на все входы усилителя. Примеры изображения дифференциальных усилителей на электронных схемах показаны на рис. 2.9.

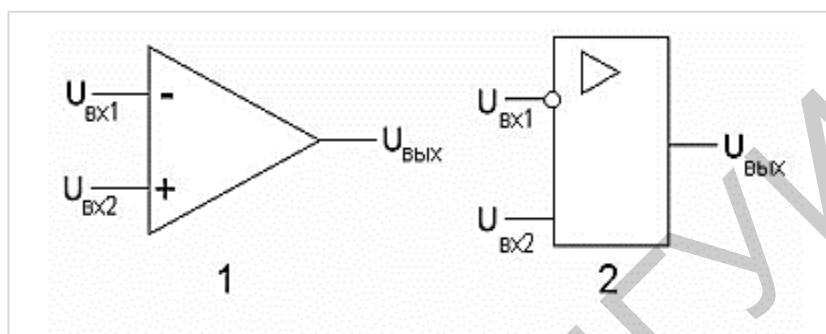


Рис. 2.9. Варианты дифференциальных усилителей на базе операционного усилителя (1) и интегральной схемы (2)

Для обеспечения усиления биосигналов разной полярности дифференциальные усилители имеют разнополярное питание ( $+E$  и  $-E$ ). На схеме знаком « $-$ » обозначен инвертирующий вход, а знаком « $+$ » – неинвертирующий вход дифференциального усилителя. Эквивалентная схема входной цепи дифференциального усилителя показана на рис. 2.10.

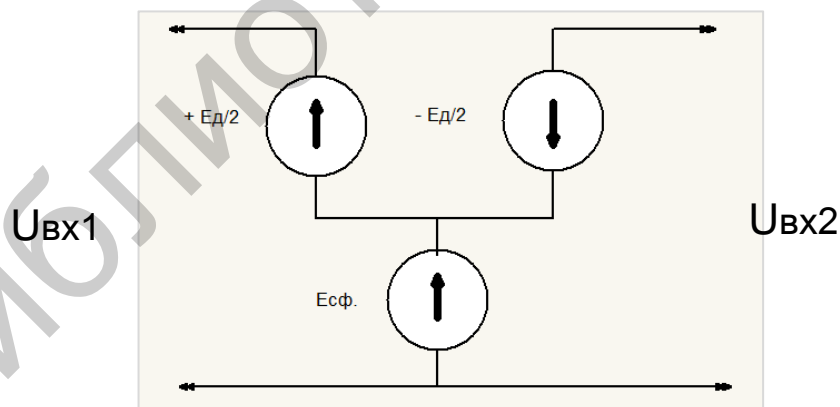


Рис. 2.10. Эквивалентная схема входной цепи дифференциального усилителя

Сигналы  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$  на входах усилителя представляют смесь дифференциальной  $U_{д}$  и синфазной  $U_{сф}$  составляющих:

$$\begin{aligned} U_{вх1} &= + U_{д}/2 + U_{сф}, \\ U_{вх2} &= - U_{д}/2 + U_{сф}. \end{aligned}$$

Дифференциальный сигнал будет равен разности входных напряжений:

$$U_{\text{д}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}, \quad (2.10)$$

а синфазный – полусумме входных сигналов:

$$U_{\text{сф}} = (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}})/2. \quad (2.11)$$

Разностный сигнал, попадаемый на входы, усиливается:

$$U_{\text{вых}} = (U_{+} - U_{-}) K, \quad (2.12)$$

где  $K$  – коэффициент усиления усилителя для дифференциального сигнала.

При этом если на входы попадают синфазные сигналы, то при идеально симметричных характеристиках дифференциального усилителя выходное напряжение будет составлять  $U_{\text{вых}} = 0$ . Однако в реальной практике существует определенный коэффициент передачи синфазного сигнала, который возникает из-за несимметричности схемы дифференциального усилителя. Он равен

$$K_{\text{сф}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta (U_{+} = U_{-})}. \quad (2.13)$$

Отношение коэффициента усиления разностного сигнала  $K$  к коэффициенту передачи синфазного сигнала  $K_{\text{сф}}$  называется коэффициентом ослабления синфазной помехи усилителя (КОСС), который обычно переводится в децибелы:

$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{K}{K_{\text{сф}}}, \quad (2.14)$$

где  $\lg$  – знак десятичного логарифма.

Это крайне важная характеристика усилительного тракта. В современных усилителях электрокардиограммы КОСС достигает 100–120 дБ, что обеспечивает высококачественную регистрацию сигнала. При исследовании тонких клеточных структур требуется еще большее значение КОСС.

До сих пор основной элементной базой являются операционные усилители. Им на смену пришли специализированные интегральные схемы, включающие усилитель, коммутатор, настраиваемые фильтры и гальваническую развязку. Для повышения точности и помехоустойчивости применяют дополнительные обратные связи, вводят коррекцию частотной характеристики биоусилителя, используют разные способы подключения биообъекта к «активной земле». Для примера на рис. 2.11 представлена современная схема измерения электрокардиографического сигнала на основе интегральной микросхемы EL8172FS2 фирмы Analog Device (данные получены из источников фирмы).

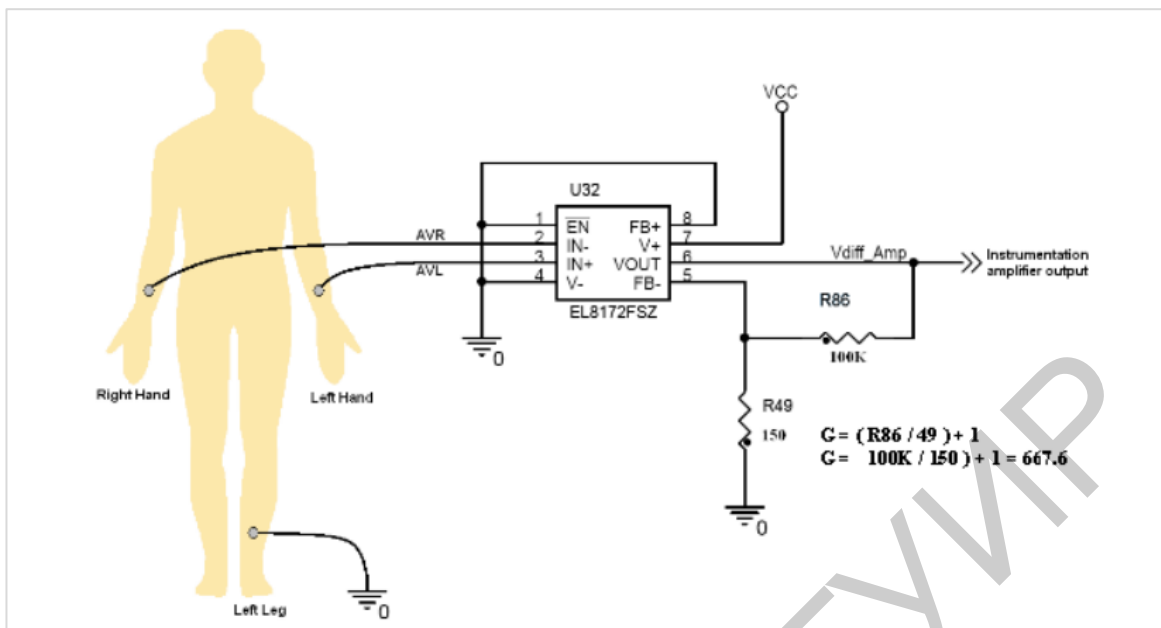


Рис. 2.11. Схема измерения электрокардиографического сигнала на основе микросхемы EL8172FS2 фирмы Analog Device

Сигнал электрокардиограммы (ЭКГ) снимается с левой и правой руки пациента. Электрод, размещенный на левой ноге, считается нейтральным, то есть потенциал в этой точке приравнивается к нулю. Потенциалы с левой и правой руки подаются на инвертирующий и неинвертирующий входы усилителя. Левая нога и усилитель заземляются. Образуется схема дифференциального усилителя. Номиналы внутренних и внешних элементов рассчитываются из желаемого коэффициента усиления и полосы пропускания сигнала. В данном случае коэффициент усиления равен

$$R86/R49+1 = 100 \text{ кОм}/150 \text{ Ом} + 1 = 667,7.$$

В приведенной схеме нижняя частота составляет 0,5 Гц и обеспечена резистором  $R=1 \text{ Ом}$  и емкостью  $C=330 \text{ нФ}$ . Верхнюю частоту полосы пропускания 150 Гц обеспечивают  $R = 47 \text{ Ом}$  и  $C= 22 \text{ нФ}$ . На рис. 2.11 представлен только один канал ЭКГ. На практике применяют многоканальную схему с идентичными измерительными каналами. В типичных электрокардиографах число каналов 3, 6 или 10. Усиленный сигнал ЭКГ в удобном для дальнейшей обработки виде поступает на вход АЦП – аналого-цифрового преобразователя.

Обратим внимание на следующий факт. Из-за неидеальности современных операционных усилителей, изменения температуры и допускового разброса номиналов резисторов и емкостей аналоговых схемам измерения биопотенциалов присущ ряд погрешностей измерения. Применяемые способы компенсации погрешностей приводят к неоправданному усложнению аппаратуры либо к использованию резисторов и емкостей с минимальным разбросом



электрических характеристик. И то, и другое усложняет конструкцию и приводит к увеличению затрат на ее изготовление. Поэтому в современном электронном медицинском приборостроении усилия разработчиков концентрируются в основном на цифровых методах обработки сигналов.

## 2.6. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) выполняет преобразование сигнала из аналоговой формы в цифровую. При наличии большого объема литературы остановимся лишь на требованиях к АЦП при обработке биомедицинских сигналов. Большинство схем АЦП реализовано методом поразрядного взвешивания или сигма-дельта преобразования. Рассмотрим типовой АЦП на базе микросхемы AD7190BRUZ, представленной на рис. 2.12 (данные взяты из рекламных источников фирмы Analog Device).

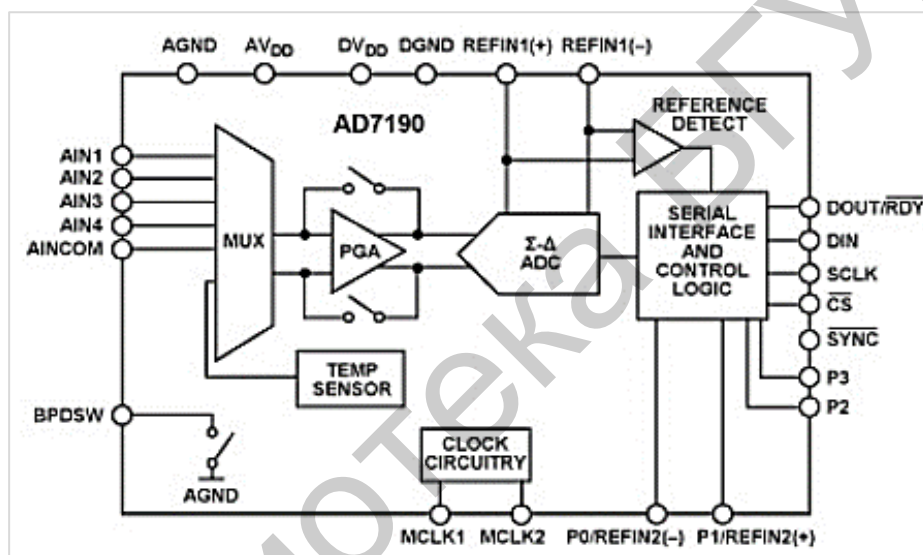


Рис. 2.12. Функциональная схема АЦП AD7190BRUZ

Данная микросхема имеет разрядность 24 бита, 5 каналов измерения, частоту преобразования 4,8 кГц, уровень шума 7 нВ, последовательный интерфейс, питание до  $\pm 5,25$  В, рабочий диапазон температур  $-40...+105$  °С. Микросхема успешно преобразует ЭКГ, пульсовые, дыхательные и биоимпедансные сигналы в цифровую форму для дальнейшего анализа.

Для обеспечения требований электробезопасности пациента необходимо предусмотреть гальваническую развязку. Гальваническая развязка – это устранение потенциальной опасности поражения пациента высоким напряжением, например 220 В. Для этого обычно используются развязывающие трансформаторы или оптопары. Однако у них низкий коэффициент передачи и нелинейная передаточная характеристика. По этой причине оптопары могут изолировать только цифровые сигналы, имеющие два уровня «0» и «1». Более совершенными параметрами обладают гальванические развязки типа iCoupler. У них более высокая скорость передачи данных при гораздо меньшем потреблении электроэнергии.

## Литература

1. Съём и обработка биоэлектрических сигналов / К. В. Зайченко [и др.]. – СПб. : Гос. ун-т аэрокосм. приб., 2001.
2. Карпухин, В. А. Биотехнические основы проектирования усилителей электрофизиологических сигналов : учеб. пособие / В. А. Карпухин. – М. : Московск. гос. техн. ун-т, 1994.
3. Петин, Г. П. Аналоговая схемотехника / Г. П. Петин. – Ростов н/Д : Южный федеральный ун-т, 2010.
4. Гордейчук, А. П. Система «активной земли» в электрокардиографах / А. П. Гордейчук // Петербургский журнал электроники. – 2005. – №2. – С. 36–40.
5. Федотов, А. А. Измерительные преобразователи биомедицинских сигналов в системах клинического мониторинга / А. А. Федотов, С. А. Акулов. – М. : Радио и связь, 2013.
6. Рангайян, З. Анализ биомедицинских сигналов / З. Рангайян ; пер. с англ. – М. : Физматлит, 2007.

## Вопросы для контроля

1. Перечислите основные блоки диагностической информационной системы.
2. Опишите электроды для снятия биопотенциалов. Какие типы электродов вы знаете?
3. Охарактеризуйте основные помехи, возникающие при измерении биопотенциалов: разностные, синфазные, мультипликативные.
4. Расскажите о классификации биомедицинских датчиков.
5. Перечислите требования к биомедицинским датчикам.
6. Что вы знаете о фотоэлектрических датчиках?
7. Что вы знаете о датчиках дыхания?
8. Что вы знаете об измерении давления крови?
9. В чем суть согласования биодатчиков с усилителем?
10. Поясните принцип работы дифференциального усилителя?
11. Как оценивается коэффициент подавления синфазной помехи?

## Глава 3. Цифровой анализ биомедицинских сигналов

### 3.1. Введение в цифровой анализ сигналов

По мере развития компьютерной, микропроцессорной и телекоммуникационной техники практически все разработчики медицинской электроники перешли или переходят на цифровые методы анализа данных, так как в сравнении с аналоговыми методами достигается более высокая точность, быстродействие и надежность, что положительно влияет на точность диагностики и обоснованность лечебных рекомендаций. Кроме того, сокращаются аппаратные затраты, так как многие функции возлагаются на компьютер или микропроцессор. В связи с намеченной тенденцией повышается роль и значимость знаний в области цифровых методов анализа данных.

Однако наряду с высокой точностью и стабильностью характеристик цифровым методам также присущи определенные недостатки. В частности, затруднена работа в реальном времени, параметры цифровых преобразователей ограничены половиной частоты дискретизации (Найквиста).

В данной главе освещаются общие и прикладные аспекты цифровой обработки биомедицинских сигналов.

На рис. 3.1 представлена общая схема линейного преобразования временного дискретного сигнала  $x(nT)$ , где  $n$  – номер отсчета,  $T$  – период дискретизации сигнала,  $y(nT)$  – выходной сигнал,  $h(n)$  – реакция системы на импульсное воздействие.

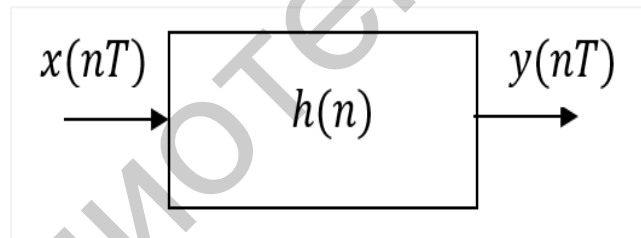


Рис. 3.1. Общая схема цифрового преобразователя сигналов

Все преобразователи сигналов обычно называют общим термином «фильтр». Интересно, что на латинском языке термин *filtrum* означает войлок или цедилка из войлока. Видимо в древние времена так назывались приспособления для процеживания молока.

Классификация фильтров довольно простая.

Фильтр называется каузальным, если его реакция зависит только от текущих и предыдущих значений входного сигнала. В некаузальном фильтре выходной сигнал зависит от будущих значений входного сигнала, поэтому его нельзя реализовать в реальном масштабе времени.

Зависимость между входным и выходным сигналами во временной области записывается разностным уравнением. Символ  $T$  можно опустить, так как ясно, что это период дискретизации и, соответственно, величина постоянная:

$$y(n) = \sum_{k=0}^K a_k x(n-k) - \sum_{m=1}^M b_m y(n-m). \quad (3.1)$$

Если все коэффициенты  $b_m$  равны нулю, то есть выходной сигнал  $y(n)$  зависит только от входного сигнала, фильтр называется нерекурсивным. В противном случае его называют рекурсивным. Параметры  $K$  и  $M$  определяют порядок фильтра.

Нерекурсивные фильтры имеют конечную импульсную характеристику (КИХ). Это значит, что после съема входного сигнала реакция фильтра затухает через определенное число периодов дискретизации. В рекурсивных фильтрах бесконечная импульсная характеристика (БИХ), потому что при реализации используются как входные, так и выходные сигналы.

В основу цифровой обработки сигналов положены разделы математики, касающиеся преобразования данных в дискретной области. Их достаточно большое множество. В рамках данного пособия остановимся лишь на  $Z$ -преобразовании, с помощью которого можно от аналоговых форм преобразования сигнала переходить к дискретным, и наоборот.

$Z$ -преобразование сигнала выполняется следующим образом:

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n}, \quad (3.2)$$

где  $x(n)$  – временной отсчет сигнала;  $z$  – символ преобразования;  $n$  – константа.

Довольно сложная формула, на первый взгляд, реализуется крайне просто. Например, задана временная последовательность сигнала  $x(n) = \{1, 2, 0, -1\}$ ,  $n = 0 \dots 3$ . В данном случае  $z$ -преобразование представляется так:  $F(z) = 1z^0 + 2z^{-1} + 0z^{-2} - 1z^{-3} = 1 + 2z^{-1} - z^{-3}$ .

$Z$ -преобразование удобно использовать, потому что получаемые разностные уравнения можно представлять в алгебраической форме и ими легко манипулировать.

Передаточную функцию системы  $H(z)$ , которая представляет отношение выходного сигнала к входному, также можно представить через  $z$ -преобразование:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^K a_k z^{-k}}{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}. \quad (3.3)$$

Математический смысл величины  $z$  в том, что она является оператором сдвига во временной области. Записывается так:

$$z^k X(z) \leftrightarrow x(n-k).$$

Оператор  $z^{-k}$  означает сдвиг на  $k$  прошлых отсчетов сигнала, а  $z^k$  – на  $k$  будущих отсчетов.

Зависимость между частотным (аналоговым) и  $z$ -преобразованием (дискретным) описывается известными формулами Эйлера для комплексной переменной:

$$\begin{aligned} e^{iwT} &= \cos wT + i \sin wT, \\ e^{-iwT} &= \cos wT - i \sin wT, \end{aligned} \quad (3.4)$$

где  $i$  – комплексное число.

В частотной области используется комплексная переменная  $s = wT$ , а в цифровой области – переменная  $z = e^{wT}$ . Здесь аргумент  $wT$  означает дискретную частоту, равную

$$wT = \frac{2\pi f}{f_{\text{КВ}}}, \quad (3.5)$$

где  $f$  – частота, Гц;  $f_{\text{КВ}}$  – частота дискретизации сигнала, Гц.

Таким образом, постоянному сигналу с  $f = 0$  будет соответствовать  $wT = 0$ , а частоте Найквиста  $f_{\text{КВ}}/2$  соответствует  $wT = \pi$ .

Используя  $z$ -преобразование, можно аналитически создавать различные преобразователи сигналов, например дифференциаторы, интеграторы, линии задержки и фильтры в частотной области.  $Z$ -преобразование позволяет легко переходить к разностным уравнениям во временной области. Обычно это сводится к поиску набора коэффициентов  $a_n$  и  $b_n$  в уравнении (3.3). Значения коэффициентов  $a_n$ , при которых числитель дроби (3.3) равен 0, называются нулями, а значения  $b_n$ , при которых знаменатель (3.3) равен нулю – полюсами фильтра. Напомним, что фильтр, соответствующий уравнению (3.3), называется рекурсивным, так как его текущий выходной сигнал зависит от значений предыдущих выходных отсчетов. Это фильтр с памятью. У нерекурсивного фильтра знаменатель уравнения (3.3) равен 1, это означает, что выходной сигнал зависит только от входного сигнала.

Далее переходим к методам реализации конкретных фильтров.

### 3.2. Дифференцирование сигналов

Интерпретация биомедицинских сигналов заключается в количественном анализе их формы. Как правило, в сигнале присутствуют так называемые опорные (реперные) точки, соответствующие фазам сердечной или дыхательной деятельности. С математической точки зрения эти опорные точки представляют собой экстремумы (локальные и глобальные), а также точки перегиба. Поэтому для их автоматического поиска необходимо применять операцию дифференцирования сигналов. В современных медицинских информационных системах дифференцирование выполняется цифровыми методами, так как это гораздо точнее и дешевле аналоговых.

Рассмотрим основы синтеза дифференциаторов 1-го и 2-го порядков. На рис. 3.2 показана блок-схема дифференциатора 1-го порядка.

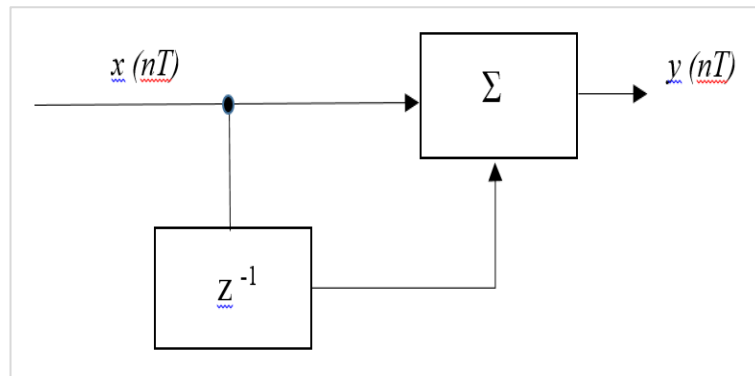


Рис. 3.2. Блок-схема дифференциатора 1-го порядка

Разностное уравнение дифференциатора во временной области

$$y(nT) = x(nT) - x(nT - T). \quad (3.6)$$

Ему соответствует  $z$ -преобразование  $Y(z) = X(z) - X(z)z^{-1}$  и передаточная функция

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = 1 - z^{-1}. \quad (3.7)$$

Произведем замену  $z = e^{i\omega T}$  и получим амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) дифференциатора в виде синусоиды

$$A(\omega) = |H(e^{i\omega T})| = 2 \sin \frac{\omega T}{2}. \quad (3.8)$$

Она показана на рис. 3.3. В данном случае нас интересует участок характеристики от 0 до  $\pi$ . Мы помним, что значению  $\pi$  соответствует частота Найквиста, равная  $f_{\text{кв}}/2$ . Далее начинается зона некорректности.

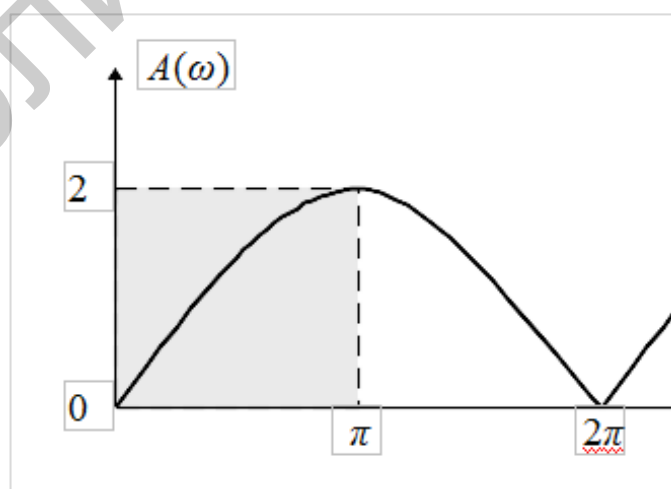


Рис. 3.3. Амплитудно-частотная характеристика дифференциатора 1-го порядка

Аналогично синтезируется дифференциатор 2-го порядка. Его можно получить путем последовательного соединения двух дифференциаторов 1-го порядка, то есть

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = (1 - z^{-1})(1 - z^{-1}) = 1 - 2z^{-1} + z^{-2}. \quad (3.9)$$

Уравнению (3.9) соответствует разностное уравнение

$$y(nT) = x(nT) - 2x(nT - T) + x(nT - 2T). \quad (3.10)$$

Блок-схема дифференциатора 2-го порядка представлена на рис. 3.4.

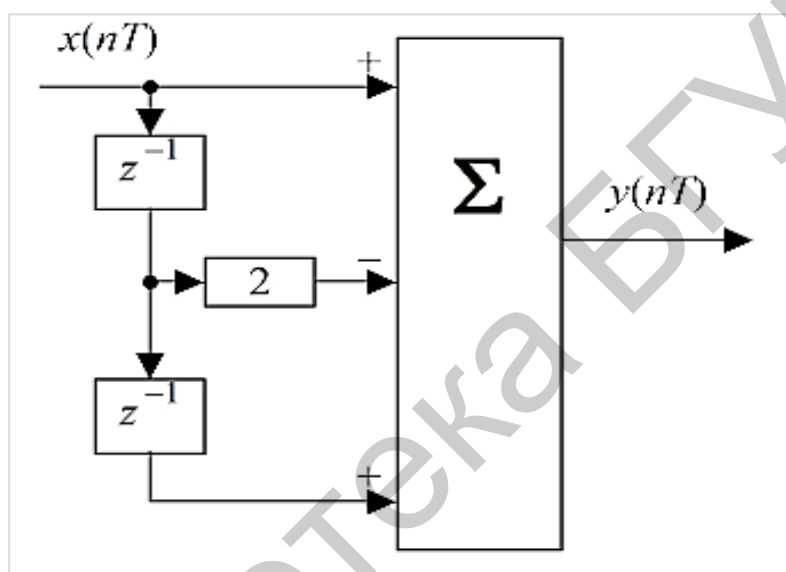


Рис. 3.4. Блок-схема цифрового дифференциатора 2-го порядка

Таким образом, цифровые дифференцирующие фильтры реализуются одной строкой программы. Простые фильтры выполняют дифференцирование с определенной погрешностью, так как идеальная частотная характеристика фильтра 1-го порядка равна  $A(\omega) = i\omega$ , а 2-го порядка  $-A(\omega) = -\omega^2$ . Поэтому при конкретных реализациях дифференциаторов вводят дополнительные корректирующие операторы, снижающие ошибку дифференцирования, например операторы сглаживания. При расчетах необходимо учитывать частотный спектр исследуемого биомедицинского сигнала, а также частоту дискретизации сигнала.

### 3.3. Фильтр низкой частоты

Назначение фильтра низкой частоты (ФНЧ) состоит в подавлении частотных компонент сигнала, которые превышают частоту среза  $\omega_0$ . На рис. 3.5 представлена амплитудно-частотная характеристика типового ФНЧ.

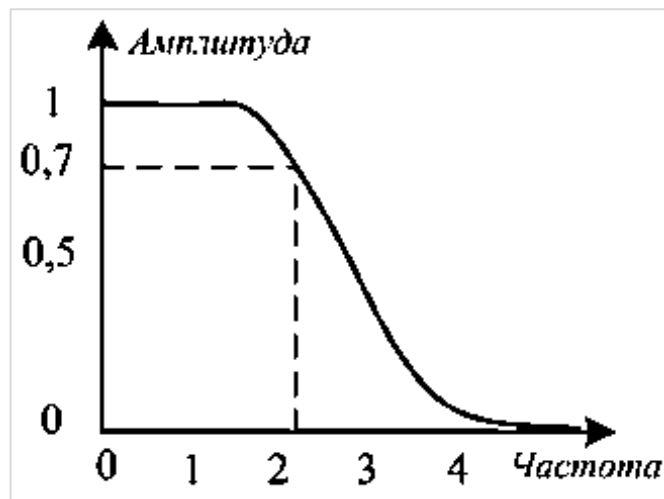


Рис. 3.5. Амплитудно-частотная характеристика фильтра низкой частоты

В полосе пропускания коэффициент усиления фильтра должен максимально приближаться к 1, что соответствует 0 Дб. В полосе подавления коэффициент усиления имеет значение, близкое к 0. Качество ФНЧ определяется равномерностью усиления в полосе пропускания и крутизной спада АЧХ. Расчет ФНЧ выполняется исходя из заданной частоты среза  $\omega_0=2\pi f_0$ , частоты дискретизации (квантования) сигнала  $f_{кв}$ , требуемой крутизны спада АЧХ и ряда других параметров. Разработан целый комплекс методик расчета ФНЧ. Рассмотрим наиболее популярный из них.

Вначале следует выбрать аналоговый фильтр-прототип с характеристикой, близкой к изображенной на рис. 3.5. Примерами таких аналоговых прототипов являются фильтры Баттеруорта, Чебышева, эллиптический и другие. Затем рассчитываются коэффициенты фильтра-прототипа, удовлетворяющие условию  $A(\omega_0)=0,707$ , где  $A(\omega_0)$  – амплитуда АЧХ при частоте среза  $\omega_0$ . При расчете частоту среза аналогового фильтра необходимо откорректировать, так как она связана с частотой цифрового фильтра через нелинейное отношение

$$\omega_0 = 2f_{кв} \operatorname{tg}\left(\frac{\omega_2 T}{2}\right). \quad (3.11)$$

В уравнении (3.11) аргументом функции  $\operatorname{tg}$  служит частота среза цифрового фильтра. Далее переходят к цифровой форме фильтра, используя билинейное  $z$ -преобразование:

$$i\omega T \rightarrow \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}.$$

При этом в аналоговой передаточной функции комплексная переменная  $i\omega T$  заменяется ее билинейной  $z$ -функцией. Получаем передаточную функцию в цифровом виде  $H(z)$ , после чего можно записать разностное уравнение фильтра.

Например, требуется спроектировать ФНЧ Баттеруорта 2-го порядка с аналоговой передаточной функцией:



$$H(w)^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{w}{w_0}\right)^2}. \quad (3.12)$$

Передаточная функция в операторной форме

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{p}{w_0} + \left(\frac{p}{w_0}\right)^2}. \quad (3.13)$$

Вместо  $p$  в выражение (3.13) подставляем билинейное преобразование и переходим к цифровой форме  $H(z)$ . Конкретный пример ФНЧ для фильтрации высокочастотных помех из электрокардиограммы будет рассмотрен ниже. Блок-схема ФНЧ 2-го порядка представлена на рис. 3.6.

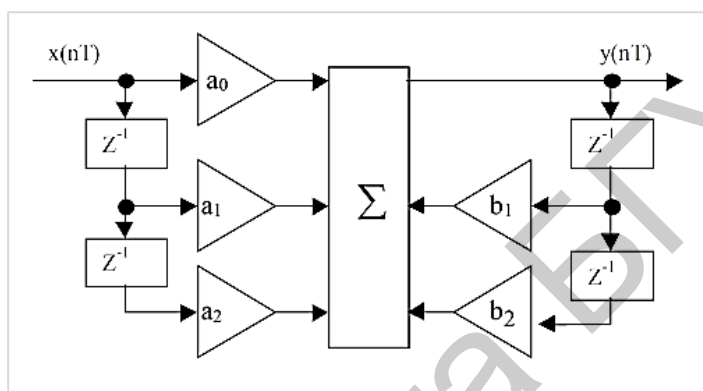


Рис. 3.6. Блок-схема цифрового фильтра низкой частоты

Здесь оператор  $z^{-1}$  означает задержку сигнала на один период дискретизации;  $a_0, a_1, a_2, b_1, b_2$  – коэффициенты фильтра.

### 3.4. Фильтр высокой частоты

Фильтр высокой частоты (ФВЧ) предназначен для подавления частот, лежащих ниже частоты среза  $w_0$ . АЧХ ФВЧ представлена на рис. 3.7.

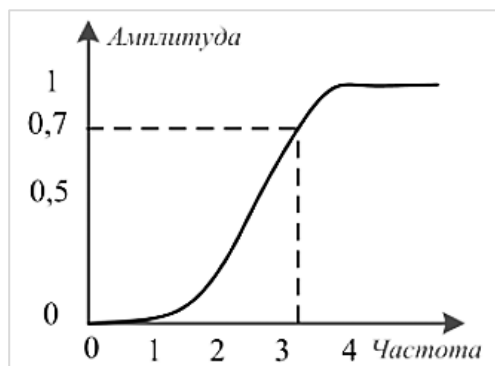


Рис. 3.7. Амплитудно-частотная характеристика фильтра высокой частоты

Методы проектирования ФВЧ аналогичны проектированию ФНЧ. Причем, чаще вначале проектируют ФНЧ, а потом просто инвертируют его АЧХ путем вычитания из единицы

$$H_{\text{ВЧ}}(w) = 1 - H_{\text{НЧ}}(w). \quad (3.14)$$

При проектировании ФВЧ также можно использовать билинейное  $z$ -преобразование, которое имеет вид

$$z^{-1} = -\frac{\cos(\vartheta_1 - \vartheta_2)/2}{\cos(\vartheta_1 + \vartheta_2)/2}, \quad (3.15)$$

где  $\vartheta_1, \vartheta_2$  – частоты срезов ФВЧ и ФНЧ.

### 3.5. Режекторный фильтр

Важную функцию в медицинских приборах и информационных системах выполняет режекторный фильтр, так как основной помехой при измерении биомедицинских сигналов является сетевая наводка 50 Гц. Амплитудно-частотная характеристика режекторного фильтра показана на рис. 3.8. Символом  $\omega_0$  обозначена круговая частота режекции фильтра. Символами  $\omega_{\text{ЗН}}$  и  $\omega_{\text{ЗВ}}$  отмечены нижняя и верхняя частоты заграждения, а символами  $\omega_{\text{СН}}$ ,  $\omega_{\text{СВ}}$  – нижняя и верхняя частоты пропускания фильтра.

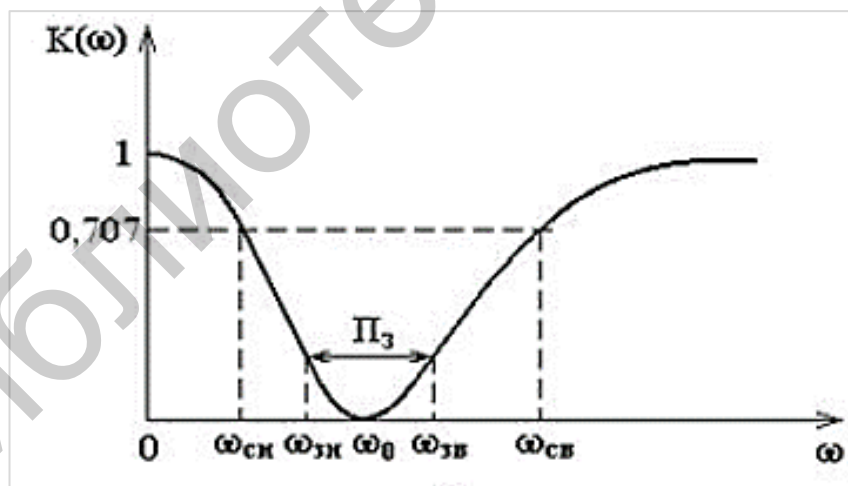


Рис. 3.8. Амплитудно-частотная характеристика режекторного фильтра

При проектировании режекторного фильтра также можно использовать фильтр-прототип нижних частот. Затем с помощью более сложного билинейного  $z$ -преобразования можно получить цифровую форму передаточной функции. Например, дискретная передаточная функция режекторного фильтра 2-го порядка представлена уравнением

$$H(z) = \frac{1 - 2 \cos(\omega_0 T) z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2a \cos(\omega_0 T) z^{-1} + z^{-2}}, \quad (3.16)$$

где  $\omega_0$  – частота заграждения фильтра;  $a$  – коэффициент, регулирующий полосу заграждения, то есть расстояние между частотами заграждения  $\omega_{3H}$ ,  $\omega_{3B}$ .

Разработано разнообразное количество режекторных сетевых фильтров. В странах СНГ и Евросоюзе режекторные фильтры подавляют частоту 50 Гц, а в США и некоторых старанах Южной Америки – 60 Гц.

Помимо вышеназванных фильтров существуют также полосовые, фазовые и др. Разработка цифровых фильтров представляет собой увлекательное научное направление. Много полезной и более подробной информации можно почерпнуть из монографий Л. Рабинера и В. Гоулда, Р. Хэмминга, А. Антонию и др.

### Литература

1. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, В. Гоулд. – М. : Мир, 1978.
2. Хэмминг, Р. Цифровые фильтры / Р. Хэмминг. – М. : Сов. радио, 1980.
3. Антонию, А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование / А. Антонию ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1983.
4. Айфичер, Э. С. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. С. Айфичер, Б. У. Джервис. – М. : Вильямс, 2008.
5. Алексеев, И. Г. Обработка экспериментальных данных : учеб.-метод. пособие / И. Г. Алексеев, П. Ю. Бранцевич, Е. С. Костюк. – Минск : БГУИР, 2006.
6. Цифровая обработка биомедицинских сигналов и изображений. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие / М. В. Давыдов [и др.]. – Минск : БГУИР, 2014.

### Вопросы для контроля

1. Какова классификация цифровых фильтров (каузальный/некаузальный, рекурсивный/нерекурсивный, порядок фильтра)?
2. Объясните понятие «z-преобразование», математический смысл z-оператора.
3. Опишите передаточную функцию цифрового фильтра в частотной и z-плоскости.
4. Опишите цифровые дифференциаторы 1-го и 2-го порядка, АЧХ, разностные уравнения.
5. Опишите фильтр низкой частоты, АЧХ, методику проектирования.
6. Опишите фильтр высокой частоты, АЧХ, методику проектирования.
7. Опишите режекторный фильтр, АЧХ, методику проектирования.

## Глава 4. Цифровая обработка электрокардиографического сигнала

### 4.1. Дифференцирование электрокардиографического сигнала

Использование простых дифференциаторов при обработке электрокардиосигнала (ЭКС) сопровождается искажениями в виде высокочастотных помех. Поэтому операцию дифференцирования полезно совместить с фильтрацией низких частот. Это достигается путем операции усреднения. Напомним, что простое цифровое дифференцирование – это вычисление разности соседних точек  $x_{k+1}$  и  $x_{k-1}$ . Для реализации функции усреднения используется не одна, а сумма разностей

$$\sum_{i=1}^N (x_{k+i} - x_{k-i}).$$

Кроме того, в окрестности  $L$  вокруг точек  $x_{k+N}$  и  $x_{k-N}$  можно дополнительно применить операцию усреднения, что эквивалентно низкочастотной фильтрации. В общем виде выражение дифференциатора записывается как

$$y_k = \frac{1}{NT(2L+1)} \left( \sum_{n=-L}^L \frac{x_{k+n+N}}{2} \right), \quad (4.1)$$

где  $T$  – период дискретизации;  $N, L$  – параметры усреднения.

При раскрытии суммы многие члены в уравнении (4.1) складываются и выражение дифференциатора упрощается. Например, при  $N=L=3$  уравнение (4.1) преобразуется к следующему виду

$$y_k = \frac{1}{84T} (x_{k+6} + 2x_{k+5} + 3x_{k+4} + 3x_{k+3} + 2x_{k+2} + x_{k+1} - x_{k-1} - 2x_{k-2} - 3x_{k-3} - 3x_{k-4} - 3x_{k-5} - x_{k-6}).$$

Данный фильтр имеет низкую среднеквадратичную погрешность (0,141) и целочисленные коэффициенты, что удобно для его программирования.

В основе цифровых дифференциаторов 2-го порядка лежит разность между соседними точками 2-го порядка, то есть  $x_{k+1} - 2x_k + x_{k-1}$ . При этом можно аналогично использовать операцию усреднения или использовать последовательное соединение двух дифференциаторов 1-го порядка.

Приведенные дифференциаторы использованы в прикладном программном обеспечении отечественного 12-канального цифрового электрокардиографа «Интекард» (РНПЦ «Кардиология» и ИМО «Интекард»). С их помощью идентифицировались опорные точки, соответствующие границам зубцов электрокардиограммы.

### 4.2. Фильтры низких частот электрокардиограммы

Информативная часть спектра электрокардиограммы достигает 100 Гц.

Поэтому частотные компоненты измеряемого сигнала, лежащие выше 100 Гц, желательно подавить с помощью ФНЧ. Рассмотрим конкретный пример реализации ФНЧ Баттеруорта. Фильтры Баттеруорта имеют более равномерную АЧХ в полосе пропускания, чем фильтры Чебышева и эллиптический. Это более важно с точки зрения минимизации искажений полезного сигнала. Перейдем к АЧХ фильтра Баттеруорта. Она имеет вид

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\sin \pi f T}{\sin \pi f_{cp} T}\right)^{2M}}, \quad (4.2)$$

где  $M$  – порядок фильтра.

Так как крутизна АЧХ у фильтров Баттеруорта не имеет сильной зависимости от порядка, то для практических целей вполне устраивает фильтр 2-го порядка. Схема реализации фильтра показана на рис. 4.1.

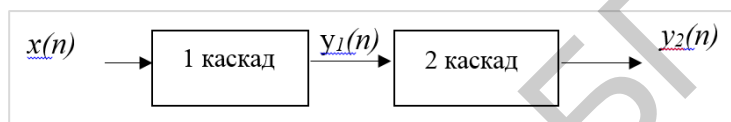


Рис. 4.1. Схема двухкаскадного фильтра низких частот

Расчеты ФНЧ приведены во многих руководствах и справочниках. В частности, в монографии Р. Отнеса и Л. Эноксона «Прикладной анализ временных рядов». Рассчитаем ФНЧ для электрокардиограммы с частотой среза  $f_{cp} = 100$  Гц и для частоты квантования  $f_{кв} = 1000$  Гц. Вначале рассчитываются коэффициенты 1-го каскада фильтра. Это сопряжено с вычислением набора расчетных параметров  $FACT$ ,  $SECTOR$ ,  $WEDGE$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$ ,  $E$ ,  $G$  и  $F$ :

$$FACT = \sin(\pi f_{cp} T); SECTOR = \frac{\pi}{4}; WEDGE = SECTOR/2;$$

$B = FACT \sin(FN \cdot SECTOR + WEDGE)$ ,  $FN=0$  для 1-го каскада,  $FN=1$  для 2-го каскада;  $C = 1 - FACT^2$ ;  $D = 0,5(-C + \sqrt{C^2 + 4B^2})$ ;  $E = \sqrt{D} + \sqrt{D + 1}$ ;

$$G = \frac{2\left(\frac{2B^2}{D} - 1\right)}{E^2}; H = -\frac{1}{E^4}; F = 1(1 - G - H).$$

Находим коэффициенты  $a_1$  и  $a_2$  для 1-го и 2-го каскадов (табл. 4.1).

Таблица 4.1

Коэффициенты фильтра

Каскад	$a_1$	$a_2$
1	-0,11236	0,49971
2	-1,10528	0,32185

Коэффициент  $b_0$  для входной переменной является общим для двух каскадов фильтра  $b_0 = \sqrt{F} = 0,364249$ .

Таким образом, разностные уравнения ФНЧ Баттеруорта 2-го порядка в нашем случае выглядят так:

$$y_1(n) = 0,364249 x(n) + 0,112336 y_1(n - 1) - 0,49971 y_1(n - 2),$$

$$y_2(n) = 0,364249 y_1(n) + 1,10528 y_2(n - 1) - 0,32185 y_2(n - 2).$$

На рис. 4.2 показаны примеры низкочастотной фильтрации электрокардиограммы. На левом графике (а) частота среза фильтра составляет 40 Гц. Это не соответствует частотному спектру полезного сигнала. Поэтому часть информации теряется. Расхождение между входным и выходным сигналом фильтра по амплитуде составило 0,4 Гц. Такое искажение может привести к постановке ложного диагноза. На правом графике (б) представлен пример корректной фильтрации электрокардиограммы с частотой среза 100 Гц. Расхождение составило всего 0,1 мВ. По современным требованиям искажения не должны превышать 5 %.

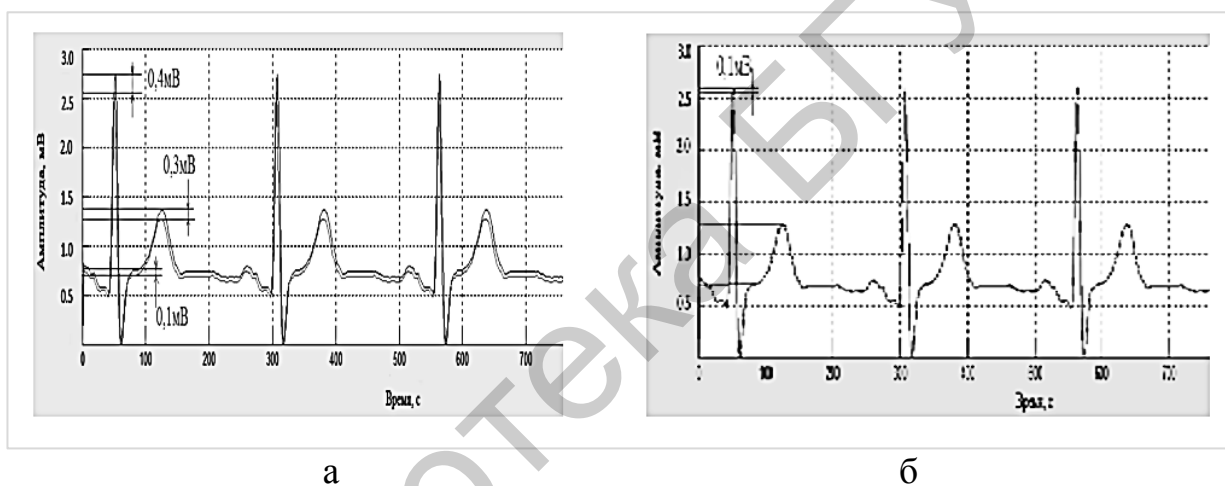


Рис. 4.2. Примеры низкочастотной фильтрации электрокардиограммы: а – частота среза 40 Гц, разность между амплитудами входного и выходного сигнала 0,4 мВ; б – частота среза 100 Гц, разность между амплитудами входного и выходного сигнала 0,1 мВ

Представленный пример отражает современный уровень анализа электрокардиограммы. Однако в настоящее время на смену приходит электрокардиографическая аппаратура 4-го поколения с переходом на микровольтовый уровень измерения сигнала при одновременном расширении полосы частот. Это дает возможность обнаружить в частотном диапазоне свыше 100 Гц важную диагностическую информацию, незаметную глазу самого опытного клинициста.

#### 4.3. Фильтрация дыхательной помехи из электрокардиограммы

При съеме электрокардиограммы электроды размещаются на груди пациента. В этом случае дыхательные движения грудной клетки фиксируются измерительными схемами одновременно с полезным сигналом. Частота дыхания соответствует 12–20 циклам в минуту, что эквивалентно 0,2–0,3 Гц.

Поэтому сигнал электрокардиограммы смешивается с более низкочастотным сигналом дыхания, что проявляется как дрейф изолии. В данной ситуации необходимо применять ФВЧ с частотой среза 0,3–0,5 Гц для подавления дыхательной помехи.

Рассмотрим пример практической реализации двухкаскадного ФВЧ, полученного из прототипа ФНЧ и билинейного  $z$ -преобразования ФНЧ – ФВЧ  $iw = \frac{z+1}{z-1}$ . Требуемые параметры ФВЧ:  $f_{cp} = 0,5$  Гц;  $f_{KB} = 1000$  Гц. Вычисляется аргумент, определяющий частоту среза:

$$w_0 = \cot \frac{2\pi f_{cp}}{2f_{KB}} = 3647,56.$$

В уравнение ФНЧ Баттеруорта подставляется это численное значение, и частота  $w$  заменяется билинейным преобразованием  $\frac{z+1}{z-1}$ .

После довольно трудоемких алгебраических преобразований получаем разностное уравнение ФВЧ дыхания:

$$y(n) = 1,999922469 y(n-1) - 0,999922472 y(n-2) + 0,999961235x(n) - 1,99922471x(n-1) + 0,999612350x(n-2).$$

Как видно, для реализации подобного фильтра необходима арифметика с плавающей запятой, так как его коэффициенты требуют точной реализации. Более простой формой является двухкаскадный ФВЧ типа

$$y_1(n) = y_1(n-1) + x(n) - x(n-1) + \frac{1}{a+1} (x(n + \frac{a}{2}) - x(n - \frac{a}{2} - 1)),$$

$$y(n) = y(n-1) + y_1(n) - y_1(n-1) + \frac{1}{a+1} (y_1(n + \frac{a}{2}) - y_1(n - \frac{a}{2} - 1)).$$

Параметр фильтра  $a$  рассчитывается из условия  $|H(f_{cp})|^2 = 0,5$ . Вторая особенность этого фильтра в том, что при расчете выходных точек отступают на  $\frac{a}{2} - 1$  от начала и  $\frac{a}{2}$  точек входного массива  $x(n)$ .

Пример фильтрации дыхательной помехи из электрокардиограммы показан на рис. 4.3. На верхнем графике сигнал ЭКГ, на нижнем – отфильтрованная дыхательная помеха.

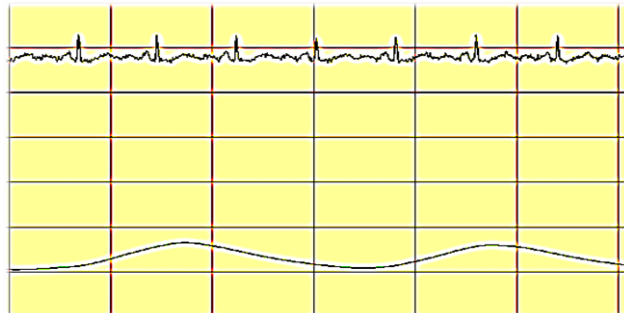


Рис. 4.3. Фильтрация дыхательной помехи из электрокардиограммы

Из отфильтрованной помехи можно извлечь полезную информацию. В частности, определить частоту дыхания без наложения дополнительных датчиков. Рассмотренный нами фильтр высоких частот хорошо работает в условиях покоя. При физических нагрузках частота дыхания пациента увеличивается, поэтому возникает необходимость в коррекции частоты среза фильтра в сторону увеличения. Для этого требуется придать фильтру гибкость. Фильтр с перестраиваемыми параметрами называется адаптивным. О нем пойдет речь в разд. 4.4.

#### 4.4. Фильтрация сетевой помехи

Сетевая частота 50 Гц является основным источником помех в электрокардиографии. При этом амплитуда помехи может в несколько раз превышать амплитуду полезного сигнала. Сетевая помеха является синфазной, то есть она присутствует на всех входах биоусилителя. Частично она подавляется с помощью дифференциальных усилителей. Однако эта мера не всегда эффективна, так как входы усилителей не идеально симметричны. Кроме того, возникают наведенные сетевые помехи от работающей рядом аппаратуры и некачественного заземления.

Арсенал расчетов характеристик режекторных фильтров чрезвычайно широк. Однако многие из них не лишены недостатков. Так, фильтры с узкой полосой теряют свою эффективность при отклонении частоты от 50 Гц. Аналоговые режекторные фильтры допускают искажение электрокардиограммы, особенно в конечной части комплекса *QRS*. Этим недостаткам лишены адаптивные фильтры. Рассмотрим адаптивный фильтр сетевой помехи. Свойство адаптивности в данном случае весьма полезно, так как в промышленной сети допускается отклонение в пределах  $\pm 1\%$  от 50 Гц.

Принцип работы адаптивного режекторного фильтра основан на вычитании из входного сигнала модели помехи. Модель помехи формируется как синусоида. На каждом шаге проверяется отклонение (невязка) между шумом и моделью. Если невязка больше нуля, к модели шума добавляется численный инкремент, если меньше нуля, инкремент вычитается. На рис. 4.4 представлена схема адаптивного фильтра, подавляющего помеху 50 Гц.

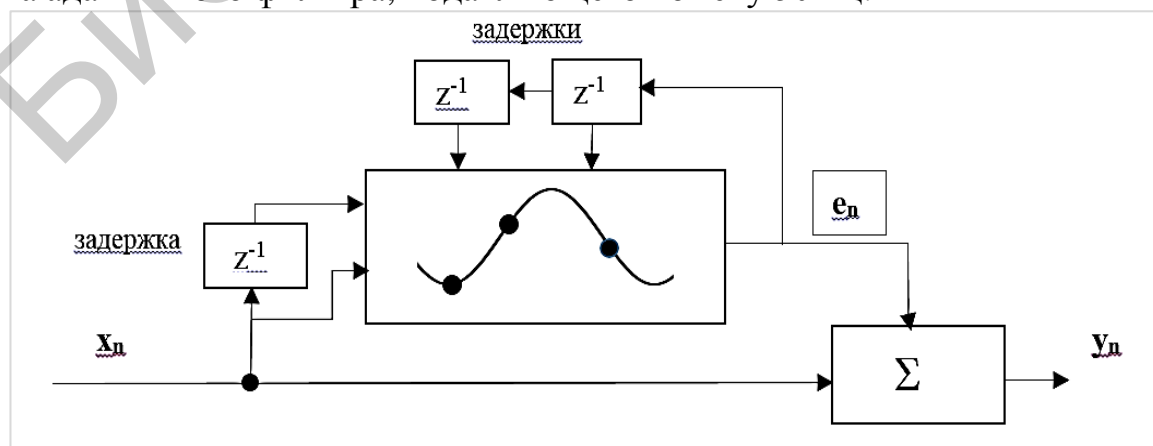


Рис. 4.4. Блок-схема адаптивного фильтра сетевой помехи 50 Гц



Рассмотрим алгоритм работы адаптивного фильтра. Входной сигнал  $x_n$  представляет смесь ЭКГ и помехи 50 Гц,  $n$  – индекс времени. Пусть  $e_n$  – текущая оценка помехи. Начальные точки помехи приравниваются входному сигналу:  $e_0 = x_0$ ,  $e_1 = x_1$ .

Вычисляем предсказанный отсчет помехи по двум предыдущим точкам:

$$e_{n+1} = 2e_n \cos\left(\frac{2\pi f_0}{f_s}\right) - e_{n-1}, \quad (4.3)$$

где  $f_0$ ,  $f_s$  – частота помехи и частота квантования сигнала;  $e_{n+1}$ ,  $e_n$ ,  $e_{n-1}$  – следующий, текущий и предыдущий отсчеты помехи.

Вычисляем функцию невязки:

$$g_{n+1} = (x_{n+1} - e_{n+1}) - (x_n - e_n). \quad (4.4)$$

Если  $g_{n+1} > 0$ , то оценка помехи увеличивается на численный инкремент:

$$e_{n+1} = e_{n+1} + d. \quad (4.5)$$

Далее переходим к пересчету оценки помехи по (4.3). Если  $g_{n+1} < 0$ , инкремент вычитается.

При  $g_{n+1} = 0$  из входного сигнала вычитается текущая оценка помехи:

$$y_{n+1} = x_{n+1} - e_{n+1}. \quad (4.6)$$

После этого, используя описанный алгоритм, переходим к пересчету следующей точки выходного сигнала.

Инкремент  $d$  имеет фиксированное значение. Чем его значение больше, тем быстрее фильтр «привыкает» к текущей помехе, но при этом будет возрастать среднеквадратичная ошибка. К тому же, чем выше  $d$ , тем больше диапазон девиации частоты  $f_0$ , в пределах которого эффективна фильтрация помехи:

$$\Delta f = \frac{d}{4A\pi} f_{\text{КВ}}, \quad (4.7)$$

где  $A$  – амплитуда помехи;  $f_s$  – частота квантования.

Допустим  $A \approx 100d$ ,  $f_{\text{КВ}} = 1000$  Гц, тогда  $\Delta f = 0,8$  Гц.

Фрагмент фильтрации помехи 50 Гц из электрокардиограммы изображен на рис. 4.5. На начальном участке показано, как происходит настройка фильтра (рис. 4.5, б).

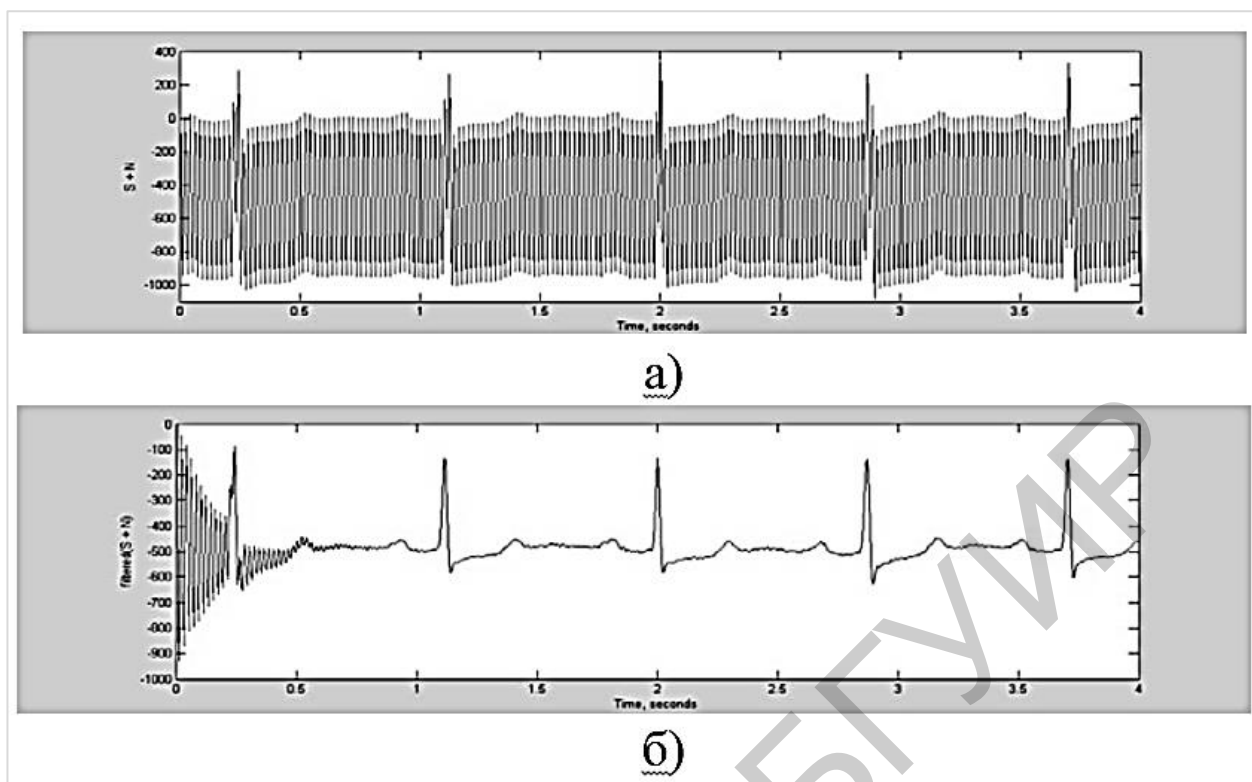


Рис. 4.5. Адаптивная фильтрация сетевой помехи из электрокардиограммы:  
 а – сигнал ЭКГ на фоне помехи 50 Гц; б – отфильтрованный сигнал ЭКГ

На таком же принципе можно построить фильтр, подавляющий мышечную дрожь человека. По экспертным оценкам частота мышечной дрожи составляет 35 Гц. Поэтому его легко получить из сетевого фильтра путем изменения коэффициента в уравнении (4.3).

Таким образом, мы изучили общепринятые в цифровой электрокардиографии фильтры, подавляющие высокочастотные помехи: дыхательную помеху, сетевую наводку и мышечную дрожь. Основная цель – эффективное подавление помех без искажения полезного сигнала – достигнута. В данной области продолжают развиваться интенсивные разработки, повышающие качество фильтрации.

#### Литература

1. Отнес, Р. Прикладной анализ временных рядов / Р. Отнес, Л. Эноксон. – М. : Мир, 1982.
2. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М. : Мир, 1978.
3. Гонтаренко, А. А. Адаптивная фильтрация сетевой помехи 50 Гц в системах регистрации электрокардиограмм / А. А. Гонтаренко, В. П. Корнев // Биомедицинские приборы и системы. – 2013. – №4. – С.45–82.
4. Моженина, Е. Е. Воздействие элементов фильтрации на биоэлектрический сигнал / Е. Е. Моженина, К. В. Оверчук, И. А. Леженина // Информационно-измерительная техника и технологии : сб. тр. IV науч.-практ. конф., 15–17 мая 2013. – Томск, 2013.

5. Limacher, R. Removal of power line interference from the ECG signal by an adaptive digital filter / R. Limacher // Proc. of European Telemetry Conf. Garmitsch, May 21–23, 1996. – P. 300–309.

#### Вопросы для контроля

1. Опишите дифференцирование электрокардиограммы. Для чего используются производные 1-го и 2-го порядка электрокардиограммы ?
2. Опишите фильтр низкой частоты электрокардиографического сигнала и его основные характеристики.
3. Опишите фильтрацию дыхательной помехи, требования к фильтру.
4. Опишите фильтрацию сетевой помехи 50 Гц, преимущества адаптивных фильтров.

Библиотека БГУИР

## Глава 5. Автоматический анализ сердечного ритма

### 5.1. Математика и сердечный ритм

Сердечный ритм находится под постоянным контролем автономной и центральной нервной системы, поэтому чутко реагирует на все психоэмоциональные и физические нагрузки. У здорового человека на ритм одновременно влияют симпатoadреналовый (симпатический) и парасимпатический каналы регуляции. Если симпатический канал ускоряет ритм, то парасимпатический его замедляет. Самыми медленными являются нейрогуморально-метаболические колебания ритма.

Рассмотрим несколько грубый технический аналог. Это педали газа и тормоза в автомобиле. При нормальной работе этих механизмов автомобиль уверенно держит себя на дороге. При неполадке акселератора он с замедлением будет выполнять маневры по перестроению и обгоны, при неполадке тормозной системы возрастает вероятность столкновения. И то и другое негативно отражается на безопасности движения.

Все механизмы регуляции представляют собой волновые процессы с определенной амплитудой и частотой. Так как они действуют одновременно, происходит их наложение друг на друга (суперпозиция). На рис. 5.1 представлена наглядная схема формирования волновой структуры изменения сердечного ритма [2].

Можно видеть, как быстрые *HF* парасимпатические волны, медленные *LF* (симпатические) и сверхмедленные *VLF* (гуморально-метаболические) волны складываются и формируют явление variability сердечного ритма. В другой интерпретации их называют короткими (*short*), средними (*medium*) и длинными (*long*) волнами.

Таким образом, ритм здорового человека, даже в спокойном состоянии, – величина непостоянная. Наоборот, при патологических состояниях он стремится к константе или хаосу.

При математическом анализе сердечного ритма используется временная последовательность кардиоинтервалов  $RR_i$ , называемая кардиоинтервалограммой, где  $RR$  – значение кардиоинтервала в миллисекундах,  $i$  – номер кардиоцикла. Кардиоинтервалограмма была представлена на рис. 1.4 в разд. 1.2 настоящего пособия.

Сформированная последовательность  $RR_i$  представляет собой временной ряд, который можно исследовать линейными и нелинейными методами анализа временных рядов. По медицинским стандартам время записи сигнала составляет 5 мин (короткая запись) или 24 ч (длинная запись). Далее рассматриваются временные, частотные и нелинейные параметры variability сердечного ритма.

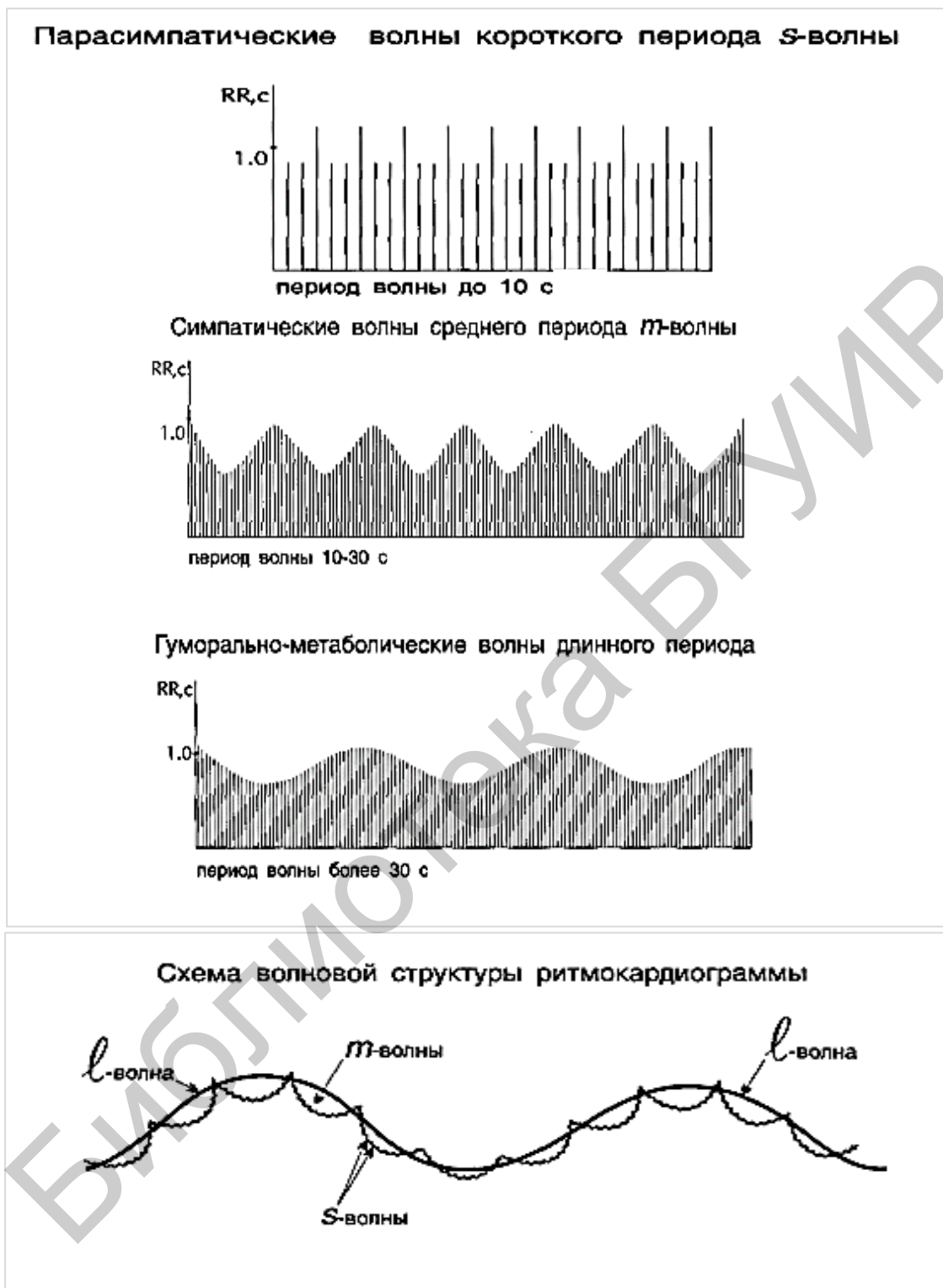


Рис. 5.1. Схема образования волновой структуры сердечного ритма [2]:  
 а – парасимпатические, симпатические и гуморально-метаболические волны;  
 б – суперпозиция волновых структур

## 5.2. Временные параметры variability сердечного ритма

Пятиминутный массив  $RR$ -интервалов обычно состоит из 250–500 кардиоциклов. Для оценки временных параметров variability сердечного ритма (BCP) строится гистограмма распределения  $RR$ -интервалов. По оси абсцисс откладываются значения  $RR$  в миллисекундах, а по оси ординат – количество отсчетов  $RR$ , попавших в данный интервал. На рис. 5.2 изображена гистограмма сердечного ритма здорового человека. Видно, что распределение имеет колоколообразную форму, близкую к нормальному закону распределения.

При разнообразных патологических состояниях условие нормальности нарушается.

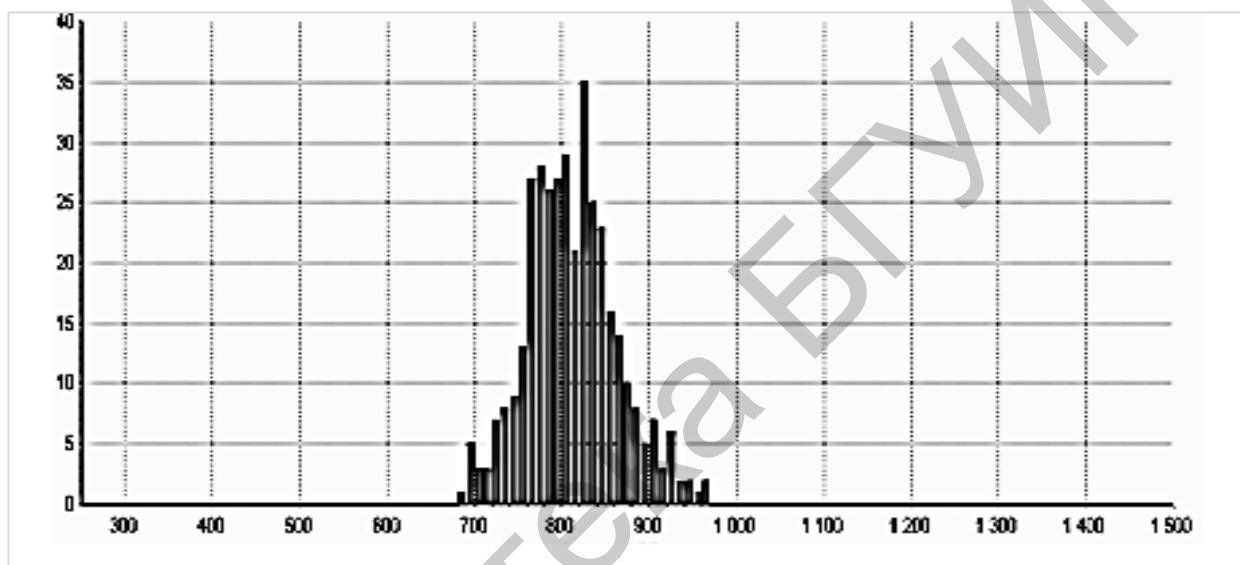


Рис. 5.2. Гистограмма сердечного ритма здорового человека

Гистограмма  $RR$ -интервалов позволяет оценить ряд классических параметров плотности распределения:

- среднее значение в миллисекундах:

$$RR_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^N RR_i}{N-1}, \quad (5.1)$$

где  $RR_i$  –  $i$ -й отсчет  $RR$ -интервала;  $N$  – количество отсчетов;

- среднеквадратичное отклонение в миллисекундах:

$$SDNN = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (RR_i - RR_{cp})^2}{N-1}}; \quad (5.2)$$

- вариационный размах в миллисекундах:

$$MxdMn = RR_{max} - RR_{min}; \quad (5.3)$$

- коэффициент вариации:

$$C_v = \frac{SDNN}{RR_{cp}}; \quad (5.4)$$

- мода  $Mo$  в миллисекундах – значение  $RR$ , соответствующее самому высокому столбцу гистограммы;

- амплитуда моды  $AMo\%$  – доля  $RR$ -интервалов, образующих самый высокий столбец гистограммы;

-  $RR_{50}$  – количество пар последовательных  $RR$ -интервалов, различающихся более чем на 50 мс за весь период записи;

-  $pRR_{50}$  (в процентах) – процент  $RR_{50}$  от общего количества отсчетов  $RR$ ;

-  $RMSD$  в миллисекундах – среднеквадратичная разностная характеристика последовательных пар  $RR$ -интервалов:

$$RMSD = \sqrt{\sum_{i=1}^N (RR_i - RR_{i-1})^2 / (n - 1)}. \quad (5.5)$$

Многие исследователи из стран СНГ широко применяют стресс-индекс  $S_i$  Р. М. Баевского:

$$s_i = \frac{AMo\%}{2RR_{cp} MxdMn}. \quad (5.6)$$

где  $AMo\%$  – амплитуда моды (в процентах);  $RR$  – среднее значение (в секундах);  $MxdMn$  – вариационный размах в секундах.

Среднеквадратичное отклонение ритма  $SDNN$  отражает суммарную мощность механизмов вегетативной нервной регуляции. Среднеквадратичная разностная характеристика  $MSD$  и значение  $pRR_{50}$  оценивают вклад высокочастотной (парасимпатической) регуляции в формирование variability ритма. Вариационный размах  $MxdMn$  характеризует динамический диапазон регуляторных влияний. Увеличение размаха также сопряжено с ростом парасимпатической активности. Значение амплитуды моды  $AMo$  прямо пропорционально активности симпатического отдела регуляции. Стресс-индекс  $S_i$  отражает общую напряженность системы регуляции.

Помимо гистограммы метод variability сердечного ритма включает скаттерграмму – графическое изображение поля рассеивания соседних пар  $RR$ -интервалов (рис. 5.3). Если на оси абсцисс отложить предыдущее значение  $RR_{i-1}$ , а на оси ординат – текущее  $RR_i$ , то на плоскости получим точку. Далее, двигаясь по всему ряду  $RR$ , мы получим совокупность таких точек, которые образуют скаттерграмму. У здоровых людей скаттерграмма представляет собой вытянутый эллипс. Если встречаются редкие эктопические сокращения либо «выпадения» ритма, на скаттерграмме образуются отдельные зоны, расположенные вдали от основного «пятна» распределения.

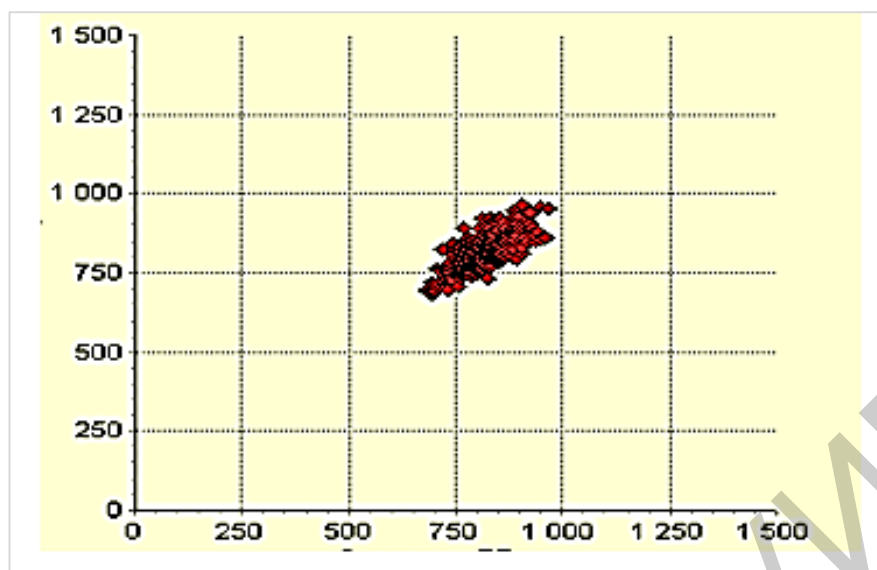


Рис. 5.3. Пример скаттерграммы здорового человека

Количественная интерпретация скаттерграммы пока используется недостаточно, так как это сфера приложения методов нелинейной динамики, которые в отношении сердечного ритма только начинают развиваться.

### 5.3. Частотные параметры variability сердечного ритма

Частотный, или спектральный, анализ позволяет оценивать мощности различных гармонических составляющих, формирующих какой-либо динамический процесс или сигнал. Этот мощный, информативный метод, который, к сожалению, до сих пор недостаточно активно используется в медицине. В то же время в физике, химии, астрономии, сейсмологии и других естественных науках он чрезвычайно популярен. Рассмотрим применение спектрального метода на примере variability сердечного ритма.

Спектр кардиоинтервалограммы оценивает вклад мощностей различных гармонических составляющих, которые формируют variability сердечного ритма. Весь спектр  $RR$ -интервалов можно интерпретировать как ширину канала регуляции сердечного ритма. По отношениям мощностей различных спектральных компонент можно говорить о доминировании того или иного физиологического механизма. Пример частотного спектра кардиоинтервалограммы здорового человека приведен на рис. 5.4.

По оси абсцисс откладывается значение частоты в герцах, а по оси ординат – значение мощности спектральной составляющей, приведенное в миллисекундах в квадрате на герцы ( $\text{мс}^2/\text{Гц}$ ). Спектр пятиминутной кардиоинтервалограммы сосредоточен в узкой инфранизкочастотной области от 0,015 до 0,4 Гц, что соответствует периодическим колебаниям от 2,5 до 60 с. Важное требование, накладываемое на спектральные измерения, заключается в условии стационарности, то есть независимости статистических характеристик от времени. В медицине этому требованию соответствует состояние «*steady-state*». Спектр



строится методом быстрого преобразования Фурье (БПФ). Применяются также параметрические методы, основанные на авторегрессионных моделях. В этом случае спектры получаются более сглаженными, хотя отношения мощностей отдельных диапазонов схожи с Фурье-спектрам. В спектре пятиминутной ВСР выделяются всего три информативных частотных диапазона. В табл. 5.1 представлены все три компоненты спектра: высокочастотные (*HF*), низкочастотные (*LF*) и очень низкочастотные (*VLF*) волны. Указаны частотные диапазоны, периоды и соответствующие им отделы регуляции сердечного ритма.

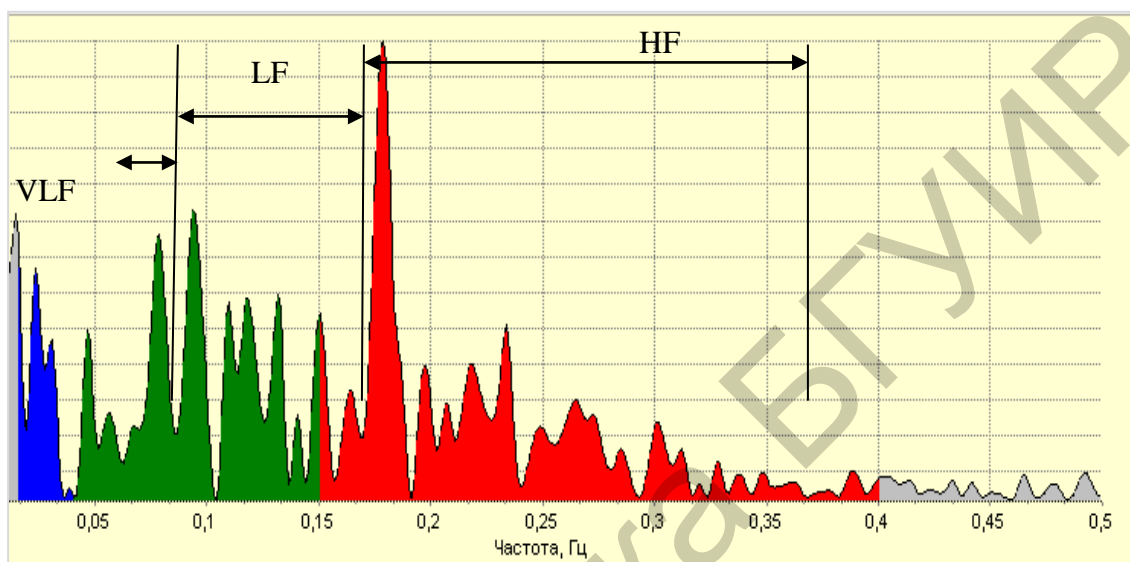


Рис. 5.4. Спектр кардиоинтервалограммы здорового человека:  
*HF* – диапазон парасимпатической регуляции; *LF* – диапазон симпатической и вазомоторной регуляции; *VLF* – диапазон нейрогуморальной регуляции

Таблица 5.1

Основные компоненты спектра variability ритма  
 и их характеристики

Компоненты спектра	Частотный диапазон, Гц	Период, с	Соответствующий отдел регуляции
Высокая частота ( <i>HF</i> )	0,15–0,4	2,5–6,7	Парасимпатический
Низкая частота ( <i>LF</i> )	0,04–0,15	6,7–25	Симпатический, барорефлексы
Очень низкая частота ( <i>VLF</i> )	0,015–0,04	25–67	Гуморально-метаболический
Общая мощность ( <i>TP</i> )	0,015–0,4	2,5 – 67	Суммарная активность
Коэффициент симпатовагусного баланса ( <i>LF/HF</i> )	-	-	Соотношение симпатической и парасимпатической активности

Энергия спектральных компонент выражается в миллисекундах в квадрате на герцы ( $\text{мс}^2/\text{Гц}$ ). Часто она вычисляется в процентах, как отношение мощности отдельной спектральной компоненты к общей мощности спектра.

#### 5.4. Нелинейный анализ сердечного ритма

Организм человека представляет интересный полигон для нелинейных методов анализа временных рядов, так как является сложнейшей нелинейной системой саморегуляции. Сердечный ритм относится к фракталоподобным структурам с характерным для них принципом самоподобия. Если сердечный ритм здорового человека регистрировать с интервалами 300, 30 и 3 мин, то быстрые флуктуации выглядят почти так же, как и медленные. В еще более мелком масштабе (минуты) можно обнаружить еще более быстрые флуктуации, которые опять же напоминают флуктуации на исходном графике, то есть флуктуации ритма в различных масштабах времени выглядят подобными самим себе. Графический пример представлен на рис. 5.5.

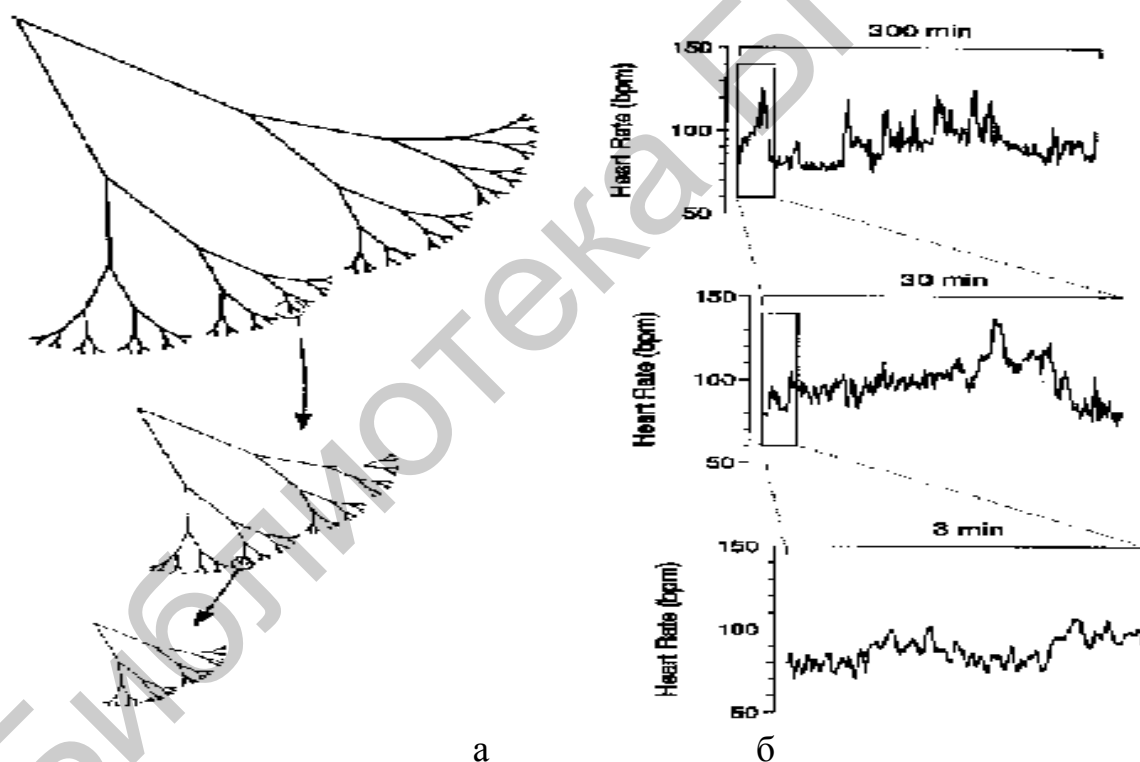


Рис. 5.5. Фрактальные структуры сердечно-сосудистой системы: а – сосуды; б – вариации сердечного ритма при различных геометрических и временных масштабах

Это наблюдение свидетельствует о том, что механизм, управляющий сердечным ритмом, по сути своей является хаотическим. Другими словами, частота сердечных сокращений (ЧСС), вместо того чтобы стремиться к гомеостатической стабильной величине, может претерпевать значительные флуктуации даже в отсутствие изменений внешних стимулов.

Адекватный анализ нелинейных хаотических процессов, каковым является сердечный ритм, должен выполняться адекватными математическими методами. Для получения нелинейных характеристик сердечного ритма используем геометрический анализ в форме хаосграммы и информационный анализ в виде энтропии.

Геометрический анализ заключается в отображении состояния системы в фазовом пространстве. Для этого на плоскости строятся хаосграммы сердечного ритма, где по осям откладываются текущие и предыдущие  $RR$ -интервалы (в миллисекундах). На рис. 5.6 представлен пример хаосграммы кардиоритма здорового человека.

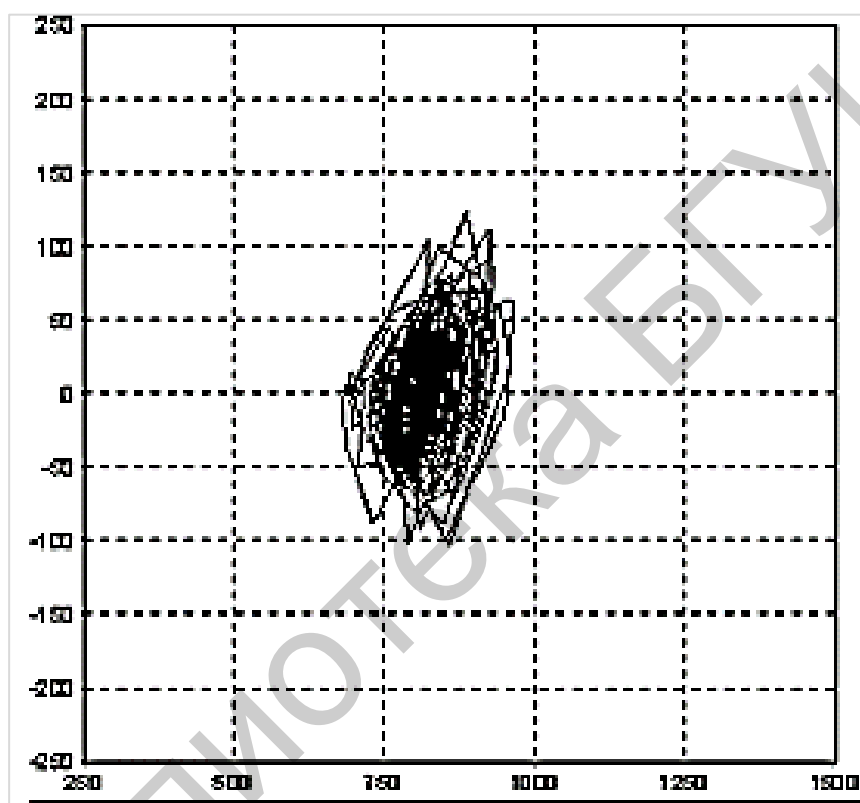


Рис. 5.6. Пример хаосграммы здорового человека

Видно, что рисунок хаосграммы имеет паутинообразный вид, а образующей фигурой является эллипс. Считается, что эллипсоидные траектории имеют ненапряженный характер и единственную точку притяжения. К примеру, все планеты солнечной системы движутся по эллиптическим орбитам. При клубкообразном типе хаосграммы многочисленные фазовые траектории имеют единственную точку притяжения. Такой тип хаосграммы типичен для устойчивых состояний сердечного ритма. Это означает, что при действии какой-либо нагрузки хаосграмма изменяется, а при ее прекращении хаосграмма стремится вернуться в исходное состояние, то есть частота ритма стремится к состоянию покоя.

Совсем другие паттерны сердечного ритма наблюдаются при патологических состояниях. Например, на рис. 5.7 приведена хаосграмма пациента, которому была проведена операция пересадки сердца (обозначения те же, что на рис. 5.6).

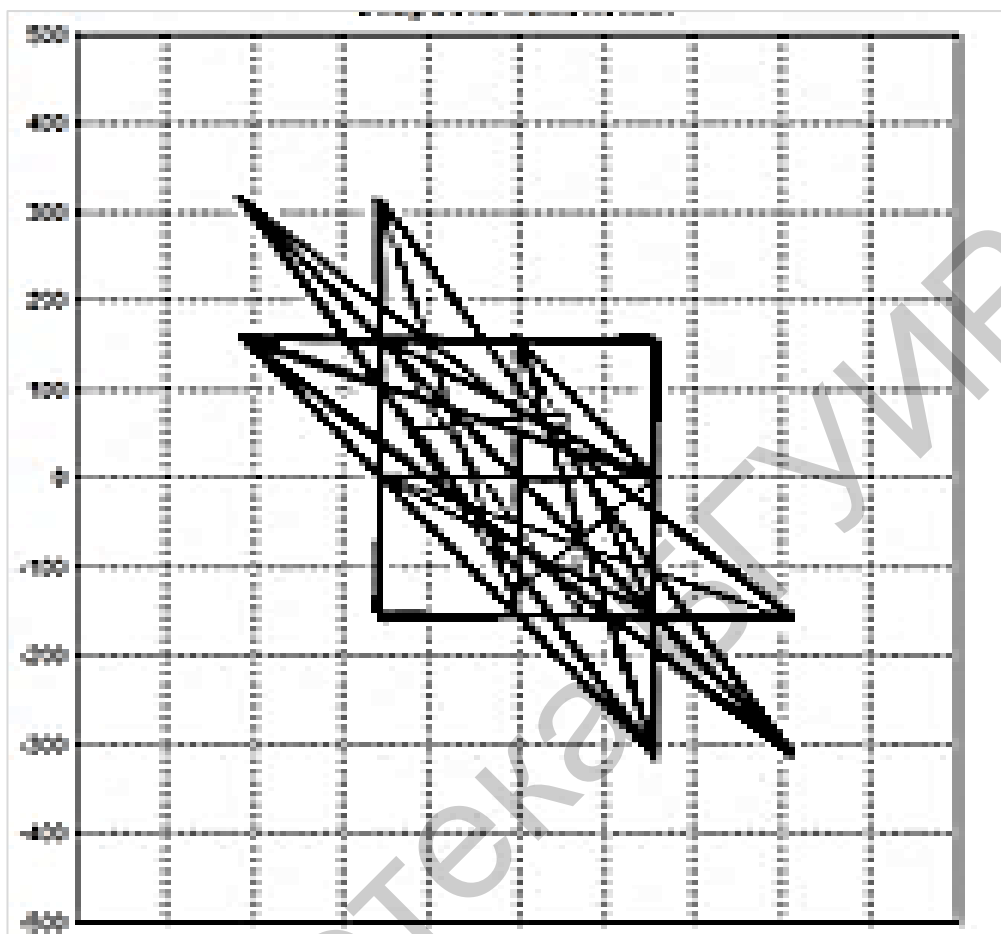


Рис. 5.7. Пример хаосграммы сердечного ритма пациента после пересадки сердца

Наглядно видно, как усложнилась форма хаосграммы. Образовались несколько точек притяжения, что свидетельствует о неустойчивости состояния. Следует сказать, что в ранний послеоперационный период нервные волокна пересечены. Регуляция ритма осуществляется по резервным каналам. Кроме того, у пациента эпизодически включается кардиостимулятор (искусственный водитель ритма).

Понятие сложности (complexity) также относится к области нелинейной динамики. Это информационная характеристика, с помощью которой можно охарактеризовать способность сложной системы к самоорганизации. Каждая сложная система состоит, как правило, из большого количества элементов, между которыми действуют перекрестные взаимосвязи. Чем больше действующих взаимосвязей, тем выше способность системы к самоорганизации. Наоборот, уменьшение действующих взаимосвязей приводит к утрате гибкости и адаптационных качеств.

В классической форме мерой сложности и предсказуемости нестационарных процессов является энтропия по Шеннону. Возьмем самый простой пример с игральными картами. Вероятность того, что мы вытащим из колоды красную либо черную карту, составляет 1/2. В данном случае энтропия как количество информации и мера неопределенности будет составлять

$$J = -\log_2 1/2 = 1 \text{ бит.}$$

Чем выше сложность, тем большее значение имеет энтропия системы. Интересные результаты получены при оценке энтропии сердечного ритма. Длительная потеря сложности системы регуляции сердечного ритма связана с потерей адаптации, прогрессом заболевания и старением. Наоборот, кратковременное упрощение системы необходимо в экстремальных ситуациях для выживания организма.

Для контроля сложности нами использован нелинейный параметр, известный в научной литературе как *ApEn* – приближительная энтропия (approximate entropy). Методику оценки сложности нерегулярных процессов предложил S. Pincus (1991). Так, для регулярных сигналов ее значение мало, для непредсказуемых, сложных сигналов, наоборот, велико. Показатель энтропии применим для широкого класса нестационарных сигналов, в том числе и биомедицинских. Параметр *ApEn* служит количественной мерой хаоса сердечного ритма. Таким нарушениям сердечной деятельности, как атриовентрикулярная блокада, ишемия, кардиомиопатия соответствует более регулярный и предсказуемый тип ритма, характеризуемый меньшим значением энтропии *ApEn*. У здоровых лиц, наоборот, для ритма характерны случайные флуктуации и соответственно большие значения приближительной энтропии *ApEn*.

Оказалось, что значение энтропии сердечного ритма способно предсказывать исходы заболеваний. Так, ученые РНПЦ неврологии и нейрохирургии и РНПЦ «Кардиологии» обнаружили, что увеличение энтропии ритма предсказывает неблагоприятные исходы такого грозного заболевания, как инсульт головного мозга.

#### 5.5. Метод вариабельности сердечного ритма в кардиологической клинике

Проведено исследование вариабельности сердечного ритма в группах здоровых лиц, элитных спортсменов, больных со стенокардией напряжения и больных инфарктом миокарда. На рис. 5.8 видно, как падает общая мощность механизмов регуляции по мере перехода от нормы к патологии. Параметром, характеризующим общую мощность регуляторных механизмов, является среднеквадратичное отклонение *SDNN*.

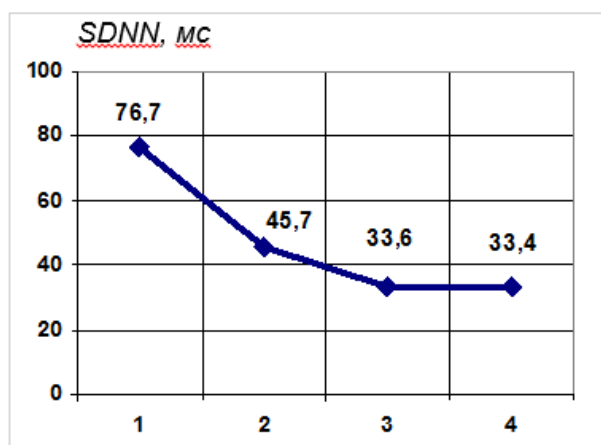


Рис. 5.8. Эволюция среднеквадратичного отклонения  $SDNN$  по шкале состояний:

1 – спортсмены высшей квалификации; 2 – практически здоровые лица; 3 – больные стенокардией напряжения; 4 – больные инфарктом миокарда

Наглядно видно, как показатель  $SDNN$  экспоненциально убывает по мере возрастания тяжести патологии. Среднеквадратичное отклонение  $SDNN$  максимально у элитных спортсменов. Однако у практически здоровых лиц оно уже на целых 40 % меньше. Это наглядное свидетельство пользы спортивных тренировок, особенно в молодом возрасте. У больных стенокардией напряжения и инфарктом миокарда  $SDNN$  минимально.

В Белорусском кардиологическом центре были установлены прогностические критерии вероятных осложнений при операциях аортокоронарного шунтирования [5]. Они представлены в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Сочетание параметров variability сердечного ритма у больных с осложнениями после операции аортокоронарного шунтирования

Параметр variability ритма сердца	Значение
Вариационный размах $MxMn$ , мс	< 50
Среднеквадратичное отклонение $SDNN$ , мс	< 14
Стресс-индекс $S_i$ , усл. ед.	→ max

У лиц с низким вариационным размахом и среднеквадратичным отклонением сердечного ритма, а также высоким значением стресс-индекса риск послеоперационных осложнений наиболее высокий. Об этом должны знать кардиохирурги, планирующие операцию.

Таким образом, при переходе от физиологической нормы к тяжелым формам сердечно-сосудистой патологии развивается так называемая «вегетативная денервация», то есть утрата способности регулировать функции сердца и сосудов.

С информационной точки зрения можно сказать, что при стремлении  $SDNN$  к нулю деятельность сердечно-сосудистой системы полностью детерми-

нирована. И наоборот, при стремлении  $SDNN$  к максимально возможному значению система регуляции сердечного ритма переходит в дезорганизованное состояние. Это четко проявляется при опасных нарушениях сердечного ритма. Между этими крайними состояниями порядка и хаоса находится оптимум, характерный здоровому организму.

В итоге, можно постулировать, что ухудшение регуляторных качеств, выявляемое параметрами variability сердечного ритма, снижает устойчивость сердечно-сосудистой системы к воздействию внешних нагрузок, как физических, так и психоэмоциональных. На рис. 5.9 приведена геометрическая интерпретация устойчивости сердечно-сосудистой системы.

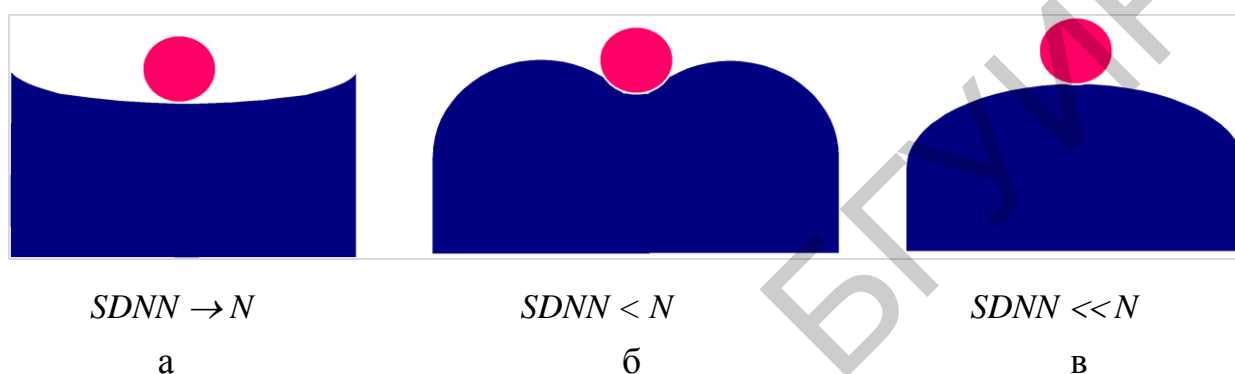


Рис. 5.9. Геометрическая интерпретация устойчивости сердечно-сосудистой системы:

а –  $SDNN \rightarrow N$  – устойчивое состояние; б –  $SDNN < N$  – устойчивое в малом, но не устойчивое в большом; в –  $SDNN \ll N$  – неустойчивое состояние:  
 $N$  – условная норма

Таким образом, мы показали важность информационного подхода при анализе такой сложной системы, как сердечно-сосудистая; узнали, что в организме действуют регуляторные механизмы самоподстройки параметров к постоянно меняющимся условиям внешней среды. Чем эффективнее действуют регуляторные механизмы, тем выше адаптация и живучесть организма. Наоборот, при ухудшении регуляторных качеств возрастает риск кардиоваскулярных катастроф. Поэтому автоматический анализ сердечного ритма представляет собой яркий пример приложения информационных технологий в кардиологии.

#### Литература

1. Математический анализ сердечного ритма / Р. М. Баевский [и др.]. – М. : Наука, 1984.
2. Жемайтите, Д. И. Вегетативная регуляция синусового ритма сердца у здоровых и больных / Д. И. Жемайтите. – Вильнюс : Моксла, 1982.
3. Флейшман, А. Н. Вариабельность сердечного ритма и медленные колебания гемодинамики: нелинейные феномены в клинической практике / А. Н. Флейшман. – Новосибирск : СО РАН, 2009.

4. Фролов, А. В. Контроль механизмов адаптации сердечной деятельности в клинике и спорте / А. В. Фролов. – Минск : Полипринт, 2011.

5. Вариабельность сердечного ритма у больных острым коронарным синдромом / И. Д. Шугай [и др.] // Медицинские новости. – 2005. – №1. – С.77–80.

6. Энтропия сердечного ритма – предиктор исхода парциального инфаркта мозга в бассейне сонных артерий у пациентов с фибрилляцией предсердий / И. А. Гончар [и др.] // Медицинские новости. – 2015. – №1. – С.41–46.

#### Вопросы для контроля

1. Какой информационный параметр электрокардиограммы положен в основу анализа сердечного ритма?

2. Поясните принцип формирования вариабельности сердечного ритма.

3. Назовите временные параметры вариабельности сердечного ритма.

4. Назовите спектральные параметры вариабельности сердечного ритма.

5. Назовите нелинейные параметры вариабельности сердечного ритма.

6. Каковы различия между вариабельностью сердечного ритма здоровых и больных?

7. Ваши предложения по развитию методик математического анализа сердечного ритма.

Библиотека БГУИР



*Учебное издание*

**Фролов Александр Владимирович**  
**Дик Сергей Константинович**  
**Лихачевский Дмитрий Викторович** и др.

## **ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА БИМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ**

ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*  
Корректор *Е. И. Герман*  
Компьютерная правка, оригинал-макет *А. А. Луцикова*

Подписано в печать 12.09.2016. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 3,95. Уч.-изд. л. 3,8. Тираж 100 экз. Заказ 249.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.  
ЛП №02330/264 от 14.04.2014.  
220013, Минск, П. Бровки, 6