

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Тюменский государственный нефтегазовый университет»

В.Н. Баранов, В.А. Акмашев, М.С. Бочков

**СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ  
ОБРАБОТКИ БИОМЕДИЦИНСКИХ  
СИГНАЛОВ**

Тюмень  
ТюмГНГУ  
2013

УДК [616-71:004.383] (075.8)

ББК 53.4я73

Б 241

Рецензенты:

**Баранов В.Н., Акмашев В.А., Бочков М.С.**

Современные технологии обработки биомедицинских сигналов  
[Текст]: Учебное пособие / Баранов В.Н., Акмашев В.А., Бочков М.С. –  
Тюмень: ТюмГНГУ, 2013. – 86с.

ISBN

В учебном пособии изложены основные теоретические представления о технологии обработки биомедицинских сигналов с использованием преобразования Фурье, спектрального анализа и фильтрации биомедицинских сигналов. Рассматриваются примеры сигналов и методики их анализа. Текст пособия снабжен рисунками, значительно облегчающими усвоение студентами учебного материала.

Пособие разработано для студентов, обучающихся по дисциплине «Методы обработки биомедицинских сигналов и данных» по направлению подготовки бакалавров 201000.62 «Биотехнические системы и технологии» и направлению подготовки дипломированных специалистов 200401 «Биотехнические и медицинские аппараты и системы» и 200402 «Инженерное дело в медико-биологической практике», а также аспирантов, преподавателей, инженерно-технических работников учреждений здравоохранения и специализированных сервисных организаций

УДК [616-71:004.383] (075.8)

ББК 53.4я73

ISBN

© Федеральное государственное  
бюджетное образовательное  
учреждение высшего  
профессионального образования  
«Тюменский государственный  
нефтегазовый университет», 2013

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ .....</b>	5
<b>ГЛАВА 1. БИОМЕДИЦИНСКИЕ СИГНАЛЫ.....</b>	6
1.1. Природа биомедицинских сигналов .....	6
1.2. Особенности биомедицинских сигналов .....	7
1.3. Примеры биомедицинских сигналов .....	8
1.3.1. Потенциал действия.....	8
1.3.2. Электронейrogramма (ЭНГ).....	12
1.3.3. Электромиограмма (ЭМГ).....	12
1.3.4. Электрокардиограмма (ЭКГ) .....	14
1.3.5. Электроэнцефалограмма (ЭЭГ) .....	18
1.3.6. Электрогастрограмма (ЭГГ).....	21
1.3.7. Фонокардиограмма (ФКГ) .....	21
1.3.8. Кartoидный пульс (КП) .....	25
1.3.9. Сигналы с катетерных датчиков .....	25
1.3.10. Речевой сигнал .....	25
1.3.11. Сигналы отоакустической эмиссии .....	27
1.4. Цели анализа биомедицинских сигналов .....	27
1.5. Инвазивные и неинвазивные процедуры.....	28
1.6. Активные и пассивные процедуры .....	29
1.7. Система человек – машина.....	30
<b>ГЛАВА 2. ФИЛЬТРАЦИЯ БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ .....</b>	32
2.1. Помехи.....	32
2.1.1. Случайный шум .....	32
2.1.2. Усреднение по ансамблю .....	33
2.1.3. Усреднение по времени.....	34
2.1.4. Структурированный шум .....	35
2.1.5. Физиологическая помеха.....	35
2.1.6. Стационарные и нестационарные процессы .....	36
2.2. Примеры помех .....	37
2.2.1. Помехи в потенциалах, связанных с событиями .....	37
2.2.2. Высокочастотные помехи в ЭКГ .....	37
2.2.3. Двигательные артефакты в ЭКГ .....	38
2.2.4. Сетевая наводка в ЭКГ .....	38
2.2.5. Интерференция ЭКГ плода и ЭКГ матери .....	39
2.3. Фильтры.....	40
2.3.1. Преобразование Фурье .....	41
2.3.2. Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) .....	42
2.3.3. Линейные инвариантные системы .....	43
2.3.4. Цифровые фильтры .....	44

2.3.5. КИХ фильтры.....	45
2.3.6. Z-преобразование. Фильтры первого порядка .....	46
2.3.7. Фильтры второго и высших порядков.....	48
2.3.8. Полосовой фильтр .....	49
2.3.9. Полосно-заграждающий фильтр.....	49
2.3.10. Гребенчатый фильтр.....	50
2.4. Фильтрация во временной области.....	50
2.4.1. Синхронное усреднение .....	50
2.4.2. Фильтры скользящего среднего.....	52
2.4.3. Операторы для устранения низкочастотных артефактов, основанные на производной .....	55
2.5. Фильтрация в частотной области.....	60
2.5.1. Устранение высокочастотных шумов: фильтры нижних частот Баттервортта .....	61
2.5.2. Устранение низкочастотных шумов: фильтры верхних частот Баттервортта .....	65
2.5.3. Устранение периодических артефактов: режекторные и гребенчатые фильтры.....	65
2.6. Оптимальная фильтрация: фильтр Винера.....	66
2.7. Выбор подходящего фильтра .....	70
<b>ГЛАВА 3. МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ К ИЗУЧЕНИЮ ДИСЦИПЛИНЫ «ОБСЛУЖИВАНИЕ И РЕМОНТ МЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКИ» .....</b>	<b>72</b>
3.1. Цели и задачи дисциплины .....	72
3.2. Содержание дисциплины.....	73
3.3. Задания к контрольным мероприятиям .....	77
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>81</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>82</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Первым шагом в исследовании физиологических систем является разработка соответствующих датчиков и аппаратуры для преобразования изучаемых явлений в электрический сигнал, поддающийся измерению. Следующий шаг - анализ сигналов - не всегда является простой задачей для врача или специалиста в области биологических наук. Клинически важная информация в сигнале часто замаскирована шумами и наводками. Кроме того, как правило, параметры сигналов не могут быть непосредственно восприняты визуальной и звуковой системами человека-наблюдателя. Большая часть энергии звуков сердца, например, сосредоточена вблизи или ниже порога восприятия звука большинством людей. Вид поверхностного электромиографического (ЭМГ) сигнала слишком сложен, чтобы был возможен его визуальный анализ. Кроме того, вариабельность, порождаемая субъективностью анализа различными врачами или аналитиками, делает надёжную и состоятельную оценку и понимание наблюдавших явлений затруднительной или даже невозможной задачей. Эти факторы определяют потребность не только в более совершенной аппаратуре, но также и в разработке методов для объективного анализа сигналов.

Обработка биомедицинских сигналов до недавнего времени была, в основном, направлена на решение следующих видов задач: фильтрацию шумов или сетевой наводки; спектральный анализ для выявления частотных характеристик сигнала; моделирование для представления свойств и параметризации исследуемых процессов.

Интерпретация сигнала экспертом в большой степени определяется опытностью и квалифицированностью аналитика, следовательно, такой анализ почти всегда субъективен. Компьютерный анализ биомедицинских сигналов, если он выполняется с использованием адекватной логики, потенциально способен усилить объективную составляющую интерпретации, даваемой экспертом. Таким образом, становится возможным усилить достоверность или точность диагностики, даже проводимой экспертом с многолетним опытом.

Разработка алгоритма для анализа биомедицинского сигнала, однако, является непростой задачей. Инженер или компьютерный аналитик часто бывает поражён изменчивостью и разнообразием признаков в биомедицинских сигналах и системах, где эти факторы проявляются в большей степени, чем в физических системах или наблюдениях. Учёт всех возможностей и степеней свободы в биомедицинских системах является наиболее сложной проблемой для большинства применений. Методы, показавшие свою пригодность для работы с определёнными системами или наборами сигналов, могут оказаться несостоятельными в других, на первый взгляд похожих, ситуациях.

# **ГЛАВА 1. БИОМЕДИЦИНСКИЕ СИГНАЛЫ**

## **1.1. Природа биомедицинских сигналов**

Живые организмы состоят из многих взаимосвязанных систем – человеческое тело, например, включает нервную, сердечнососудистую и мышечно-скелетную системы, а также некоторые другие. Каждая система построена из нескольких подсистем, которые отвечают за многочисленные физиологические процессы. Например, сердечнососудистая система выполняет важную задачу ритмичного прокачивания крови через тело для обеспечения доставки питательных веществ, а также прокачивания крови через дыхательную систему для насыщения кислородом самой крови.

Физиологические процессы являются сложными явлениями, включающими в себя нервную или гормональную стимуляцию и управление; входные и выходные потоки, которые могут быть представлены в форме физических веществ, нейротрансмиттеров или информации; действия, которые могут быть механическими, электрическими и биохимическими. Большинство физиологических процессов либо сопровождаются сигналами, либо проявляют себя в виде сигналов, отражающих природу и протекание этих процессов. Самы по себе сигналы могут быть многих типов, в том числе биохимические в форме гормонов и нейротрансмиттеров, электрические в форме потенциала или тока и физические в форме давления и температуры.

Болезни или дефекты какой-либо биологической системы вызывают изменения в нормальных физиологических процессах, приводящие к патологическим процессам, которые влияют на эффективность работы, состояние и общее благополучие системы. Патологические процессы обычно связаны с сигналами, которые в некоторых отношениях отличаются от соответствующих нормальных сигналов. Если мы хорошо понимаем исследуемую систему, то существует возможность наблюдения соответствующих сигналов и оценки состояния данной системы. Эта задача не слишком сложна, когда сигналы являются простыми и могут регистрироваться на внешней поверхности тела.

Совершенно иной задача становится при измерении сигналов, которые не имеют внешних проявлений и требуют наличия сложной измерительной аппаратуры. Помимо требований к точной фиксации изменений сигнала во времени, которые накладываются на измерительную систему, возникает необходимость и в точной интерпретации полученных данных. С учетом всех сложных взаимосвязей в системе биологического объекта, малейшие помехи, возникающие в процессе измерений, могут существенно осложнить диагностику и даже привести к неверным заключениям.

Большинство медицинских исследований требует проведения длительного мониторинга состояния пациента, что связано с необходимостью применения автоматизированных систем регистрации и обработки данных. Процедура снятия сигнала может осуществляться несколькими методами: инвазивными или неинвазивными, активными или пассивными. Инвазивные процедуры предполагают помещение внутрь тела датчиков или других устройств, неинвазивные процедуры с использованием электродов, микрофонов или акселерометров, более предпочтительны, а также позволяют минимизировать риск для пациента. Активные процедуры съёма данных требуют приложения к субъекту внешних стимулов или выполнения субъектом определённых действий с целью стимулирования исследуемой системы, для того чтобы она выработала требуемый отклик или сигнал. Пассивные процедуры не требуют от субъекта выполнения каких-либо действий.

## 1.2. Особенности биомедицинских сигналов

- **Доступность параметров для измерения.** Исследуемые системы и органы находятся внутри человеческого тела. Вид исследования (инвазивный или неинвазивный) исследователь должен выбирать с большой осторожностью и заранее определять минимальный уровень вмешательства, абсолютно необходимый для получения данных.
- **Непостоянство источника сигнала.** Биомедицинские сигналы показывают динамическую активность физиологических систем и несут информацию об их параметрах. Динамическая природа биологических систем приводит к тому, что большинство биомедицинских сигналов являются по своему характеру случайными и нестационарными. Это означает, что такие характеристики сигналов, как среднее значение, дисперсия и спектральная плотность мощности, изменяются во времени. По этой причине сигналы динамических систем следует анализировать в течение больших периодов времени, включающих различные возможные состояния системы, а результаты должны оцениваться в контексте соответствующих состояний.
- **Связь и взаимодействие между физиологическими системами.** Различные системы человеческого тела взаимосвязаны и взаимодействуют между собой. Игнорирование этих взаимодействий может привести к неправильной интерпретации сигнала.
- **Влияние оборудования и процедуры на объект исследования.** Наложение преобразователя сигнала или подключение изучаемой системы к оборудованию может влиять на результат, изменять

поведение системы и вызывать ложные изменения изучаемых параметров.

- **Физиологические артефакты и помехи.** Биомедицинские сигналы загрязнены шумами и помехами различной природы, например, при проведении исследования, случайное движение конечностей или кашель может вызвать соответствующие сигналы, играющие роль нежелательных артефактов.
- **Ограничения энергии.** Большинство биомедицинских сигналов генерируется на уровне милливольт или микровольт. Запись таких сигналов требует высокой чувствительности преобразователей, а также использования оборудования с низким уровнем шумов. В случаях, когда для получения определенной реакции системы необходим внешний стимул, уровень стимуляции ограничивается соображениями безопасности и физиологическими пределами.
- **Безопасность пациента.** В случае, когда возможен выбор между различными процедурами, необходимо оценить относительные уровни связанных с ними рисков и сопоставить с достижимыми результатами. Защита пациента от опасности поражения электрическим током или радиации - это безусловное требование первостепенной важности.

### 1.3. Примеры биомедицинских сигналов

#### 1.3.1. Потенциал действия

**Потенциал действия (ПД)** – это электрический сигнал, который сопровождает механическое сокращение единичной клетки, стимулируемой электрическим током (нейронного происхождения или внешним) [10, 17-21]. ПД вызывается потоком ионов натрия ( $\text{Na}^+$ ), ионов калия ( $\text{K}^+$ ), ионов хлора ( $\text{Cl}^-$ ) и других ионов через мембрану клетки. Потенциал действия является базовой компонентой всех биоэлектрических сигналов. Он даёт информацию о природе физиологической активности на уровне единичной клетки. Запись потенциала действия требует изоляции единичной клетки и использования микроэлектродов толщиной порядка нескольких микрон для стимуляции клетки и записи отклика [10].

**Потенциал покоя.** Нервные и мышечные клетки заключены в полупроницаемую мембрану, которая позволяет некоторым определённым веществам проходить насекомые, в то время как другие вещества задерживаются. Физиологические жидкости, окружающие клетки, являются проводящими растворами, содержащими заряженные атомы, известные как ионы. Неспособность ионов  $\text{Na}^+$  проникать через клеточную мембрану создаёт следующие условия [17]:

- концентрация  $\text{Na}^+$  внутри клетки намного ниже, чем снаружи;

- наружная среда клетки является намного более положительной, чем внутренняя;
- для того чтобы уравновесить заряд, в клетку проникают дополнительные ионы  $K^+$ , вызывая внутри клетки более высокую концентрацию ионов  $K^+$ , чем снаружи;
- баланс заряда не может быть достигнут из-за разницы в проницаемости мембраны для различных ионов;
- состояние равновесия устанавливается при наличии разности потенциалов, при этом внутренняя сторона клетки заряжена отрицательно по отношению к наружной.

**Клетка в состоянии покоя называется поляризованной.** До тех пор пока некоторое внешнее воздействие или стимул не нарушают равновесия, большинство клеток поддерживают потенциал покоя, который составляет от -60 до -100 мВ.

Когда клетка возбуждается ионным током или внешним стимулом, мембрана меняет свои характеристики и начинает позволять ионам  $Na^+$  проникать внутрь клетки. Это движение ионов  $Na^+$  создаёт ионный ток, который далее снижает мембранный барьер для ионов  $Na^+$ , что ведёт к лавинообразному эффекту: ионы  $Na^+$  врываются внутрь клетки. Ионы  $K^+$  стараются покинуть клетку, поскольку их концентрация внутри клетки в предшествующем состоянии покоя была выше, но они не могут двигаться так же быстро, как ионы  $Na^+$ . Суммарным результатом этих процессов является установление положительного заряда внутри клетки по отношению к наружной среде из-за нарушения баланса ионов  $K^+$ . Состояние равновесия вновь достигается после завершения прорыва ионов  $Na^+$ . Это изменение представляет собой начало потенциала действия с пиковой величиной, равной для большинства клеток примерно +20 мВ. Возбуждённая клетка, порождающая потенциал действия, называется деполяризованной, а сам процесс – **деполяризацией**.

После некоторого периода пребывания в состоянии деполяризации клетка снова поляризуется и возвращается к потенциальному покоя посредством процесса, известного как **реполяризация**. Реполяризация происходит примерно аналогично процессу деполяризации, за исключением того, что вместо ионов  $Na^+$  основными вовлечёнными в реполяризацию ионами являются ионы  $K^+$  [19]. Во время реполяризации доминирует мембранный проницаемость для ионов  $K^+$ . Поскольку концентрация ионов  $K^+$  внутри клетки намного выше, чем снаружи, возникает результирующий поток ионов  $K^+$  из клетки, который делает внутреннюю среду клетки более отрицательной, вызывая таким образом реполяризацию до уровня потенциала покоя.

Следует отметить, что зависящее от напряжения изменение проницаемости для ионов  $K^+$  связано с совершенно другим классом

ионных каналов, чем те, которые ответственны за установление потенциала покоя. Механизм, известный как  $\text{Na}^+/\text{K}^+$ -насос, выталкивает ионы  $\text{Na}^+$  в обмен на перемещение ионов  $\text{K}^+$  обратно внутрь клетки. Однако этот механизм перемещения создаёт очень маленький ток по сравнению с ионными каналами, и, следовательно, вносит ничтожный вклад в процесс реполяризации.  $\text{Na}^+/\text{K}^+$ -насос важен для восстановления баланса  $\text{Na}^+/\text{K}^+$  в клетке, но этот процесс протекает намного дольше, чем существует потенциал действия.

Нервные и мышечные клетки реполяризуются быстро с продолжительностью существования потенциала действия примерно 1 мс. Клетки сердечной мышцы реполяризуются медленно с продолжительностью существования потенциала действия примерно 150 – 300 мс.

Потенциал действия (рис. 1.1 и рис. 1.2) всегда постоянен для данной клетки, независимо от метода возбуждения и интенсивности стимула, превышающего порог: это явление известно как феномен всё или ничего (all-or-none). Вслед за существованием потенциала действия есть период, в течение которого клетка не способна отвечать на новый стимул. Он известен как абсолютный рефрактерный период (около 1 мс для нервных клеток). За ним следует относительный рефрактерный период (несколько мс для нервных клеток), когда новый потенциал действия может быть вызван намного более сильным стимулом, чем в обычной ситуации.

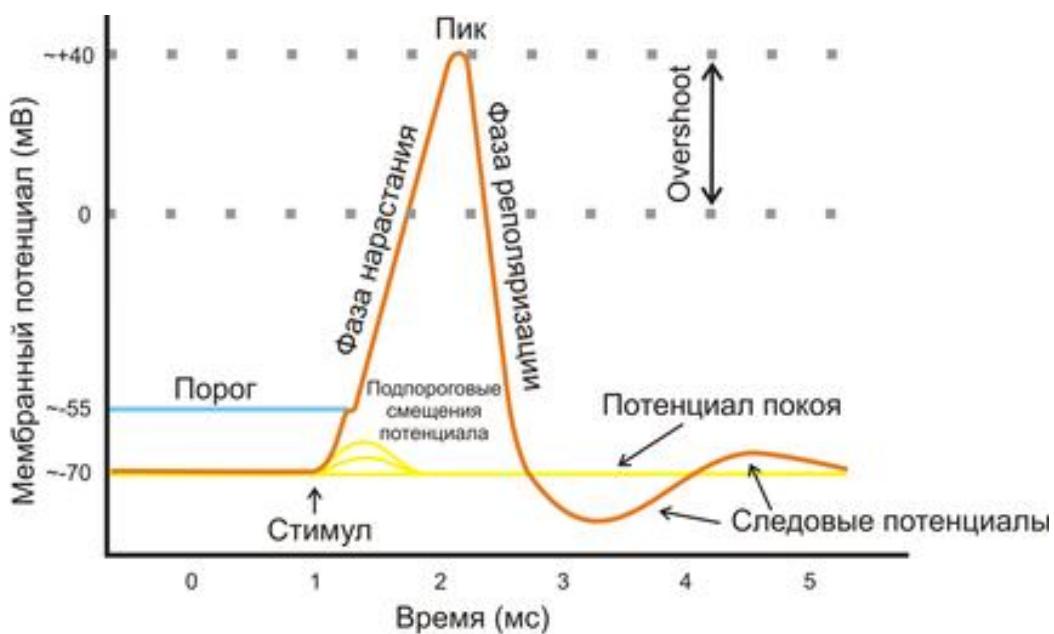


Рис. 1.1. Схематичное изображение идеализированного потенциала действия

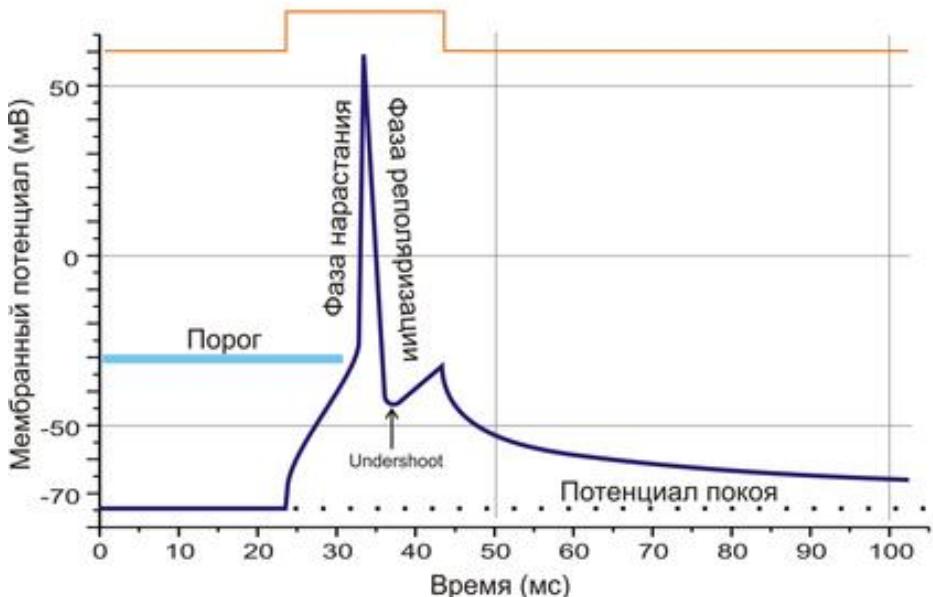


Рис. 1.2. Реальный потенциал действия пирамидного нейрона гиппокампа крысы

По немиелинизированному волокну ПД распространяется непрерывно. Проведение нервного импульса начинается с распространением электрического поля. Возникший ПД за счет электрического поля способен деполяризовать мембрану соседнего участка до критического уровня, в результате чего на соседнем участке генерируются новые ПД. Главную роль в возникновении нового ПД играет предыдущий.

Если внутриклеточным электродом раздражать аксон посередине, то ПД будет распространяться в обоих направлениях. Обычно же ПД распространяется по аксону в одном направлении (от тела нейрона к нервным окончаниям), хотя деполяризация мембранны проходит по обе стороны от участка, где в данный момент возник ПД. Одностороннее проведение ПД обеспечивается свойствами натриевых каналов - после открывания они на некоторое время инактивируются и не могут открыться ни при каких значениях мембранныго потенциала (свойство рефрактерности). Поэтому на ближнем к телу клетки участке, где до этого уже «прошел» ПД, он не возникает.

По миелинизированному волокну ПД распространяется скачкообразно (салтаторное проведение). Для миелинизированных волокон характерна концентрация потенциалзависимых ионных каналов только в областях перехватов Ранвье; здесь их плотность в 100 раз больше, чем в мембранных безмиelinовых волокон. ПД, возникший в одном перехвате Ранвье, за счет электрического поля деполяризует мембрану соседних перехватов до критического уровня, что приводит к возникновению в них новых ПД, то есть возбуждение переходит

скаккообразно, от одного перехвата к другому. В случае повреждения одного перехвата Ранвье ПД возбуждает второй, третий, четвертый и даже пятый. Это увеличивает скорость распространения ПД по миелинизированным волокнам по сравнению с немиелинизированными. Кроме того, миелинизированные волокна толще, а электрическое сопротивление более толстых волокон меньше, что тоже увеличивает скорость проведения импульса по миелинизированным волокнам. Другим преимуществом сальтаторного проведения является его экономичность в энергетическом плане, так как возбуждаются только перехваты Ранвье, площадь которых меньше 1% мембранны, и, следовательно, необходимо значительно меньше энергии для восстановления трансмембранных градиентов  $\text{Na}^+$  и  $\text{K}^+$ , расходующихся в результате возникновения ПД, что может иметь значение при высокой частоте разрядов, идущих по нервному волокну.

### **1.3.2. Электронейограмма (ЭНГ)**

ЭНГ представляет собой электрический сигнал, наблюдаемый в тот момент, когда стимул и связанный с ним потенциал действия нерва распространяются вдоль нерва. ЭНГ может быть использована для измерения скорости распространения (или скорости проведения) стимула или потенциала действия в нерве [10]. Для записи ЭНГ могут применяться концентрические игольчатые электроды или хлор-серебряные электроды ( $\text{Ag}-\text{AgCl}$ ), располагаемые на поверхности тела.

Скорость проведения в периферическом нерве может быть измерена путём стимулирования двигательного нерва и измерения вызванной стимулом активности в двух точках, расположенных на определённом расстоянии вдоль пути распространения импульса. Для того чтобы уменьшить мышечное сокращение и другие нежелательные эффекты, конечность должна находиться в расслабленном состоянии. Стимул подаётся в виде сильного, но короткого импульса с амплитудой примерно 100 В и длительностью в диапазоне 100-300 мкс [10]. Разница в задержках сигналов ЭНГ, записанных с различных вовлечённых в процесс мышц, даёт время проведения. Зная расстояние, разделяющее точки подачи импульса и регистрации ЭНГ, можно определить скорость проведения в нерве [10]. ЭНГ имеет амплитуду порядка 10 мкВ и поэтому сильно подвержена воздействию сетевой наводки и шумов аппаратуры.

### **1.3.3. Электромиограмма (ЭМГ)**

Считается, что скелетные мышцы состоят из сокращающихся волокон, которые дают характерный отклик на одиночный стимул в форме механического сокращения и генерируют распространяющийся потенциал

действия. Скелетные мышцы представляют собой совокупность двигательных единиц (ДЕ), каждая из которых состоит из передней роговой клетки (двигательного нейрона или мотонейрона), её аксона и всех мышечных волокон, иннервируемых этим аксоном. Двигательная единица является наименьшим мышечным элементом, который может быть активизирован усилием воли. Волокна, составляющие двигательную единицу, активизируются синхронно. Эти волокна вытянуты свободными пучками вдоль мышцы.

Крупные мышцы, служащие для выполнения больших движений, насчитывают сотни волокон в каждой ДЕ; мышцы для точных движений имеют меньшее количество волокон в каждой единице. Количество мышечных волокон, приходящихся на одно двигательное нервное волокно, известно как коэффициент иннервации (*innervation ratio*). Механический отклик (сокращение) мышцы является суммарным результатом стимуляции и сокращения нескольких её двигательных единиц.

При стимуляции нейронным сигналом каждая двигательная единица сокращается и вызывает электрический сигнал, который представляет собой сумму потенциалов действия всех вовлечённых в процесс клеток. Этот потенциал известен как потенциал действия отдельной двигательной единицы (ПДОДЕ, *single-motor-unit action potential*, SMUAP или MUAP). Он может быть записан с использованием игольчатых электродов, введённых в исследуемый участок мышцы. В норме ПДОДЕ обычно бывают двухфазными или трёхфазными, имеют длительность 3 – 15 мс, амплитуду 100 – 300 мкВ и появляются с частотой в пределах от 6 до 30 раз в секунду [10, 22]. Форма регистрируемых ПДОДЕ зависит от типа используемого игольчатого электрода, его положения по отношению к активной двигательной единице и от проекции электрического поля этой активности на электроды (рис 1.3).



Рисунок 1.3. Электромиограммы при различных способах отведения потенциалов: а — игольчатый электрод; потенциалы двигательной единицы при слабом сокращении мышцы; б — накожные электроды; интерференционная электромиограмма при умеренном сокращении мышцы

Некоторые заболевания влияют на форму ПДОДЕ. Нейропатия, например, приводит к медленному проведению и/или десинхронизированной активности волокон, что проявляется в полифазных ПДОДЕ с большей, чем в норме, амплитудой. При этом можно наблюдать, что одна и та же двигательная единица возбуждается с большей частотой, чем должно быть в норме, и до того, как будут вовлечены другие двигательные единицы. Под миопатией понимают выход из строя мышечных волокон в двигательных единицах. При этом предполагается, что нейроны остаются неповреждёнными. Расщепление ПДОДЕ возникает из-за асинхронности активации в результате частичного разрушения волокон (например, при мышечной дистрофии), что проявляется в виде полифазных ПДОДЕ с большей, чем в норме, амплитудой. При этом можно наблюдать, что при невысоком уровне усилия вовлекается большее число двигательных единиц.

Градация уровней мышечных сокращений. Уровни мышечных сокращений управляются двумя способами:

- пространственным охватом путём активизации новых двигательных единиц по мере возрастания усилия;
- временным охватом путём увеличения частоты разряда (частоты возбуждения) каждой двигательной единицы по мере возрастания усилия.

Двигательные единицы активизируются в различные моменты времени и с различными частотами, вызывая асинхронное сокращение. Сократительные движения отдельных двигательных единиц суммируются и сливаются, формируя тетаническое (tetanic) сокращение с возрастающей силой. Слабые волевые усилия заставляют двигательные единицы возбуждаться примерно 5 – 15 раз в секунду. При возрастании напряжения формируется интерференционный тип ЭМГ, при котором составляющие активные двигательные единицы возбуждаются с частотой 25 – 50 раз в секунду. По мере утомления мышцы наблюдается группирование МУАР, что ведёт к снижению доли высокочастотных составляющих и повышенной амплитуде ЭМГ.

Пространственно-временное суммирование ПДДЕ всех активных двигательных единиц приводит к возрастанию ЭМГ мышцы. Сигнал ЭМГ, записанный с использованием поверхностных электродов, представляет собой сложный сигнал, включающий интерферирующие составляющие, вызванные несколькими сериями ПДДЕ, и очень труден для анализа.

#### 1.3.4. Электрокардиограмма (ЭКГ)

ЭКГ является электрическим проявлением сократительной активности сердца и может быть достаточно легко записана с помощью поверхностных электродов, помещённых на конечности или на грудь.

ЭКГ, возможно, является наиболее широко известным, признанным и используемым биомедицинским сигналом. Частота сердечного ритма, измеряемая в ударах в минуту (уд./мин), может быть легко оценена подсчётом хорошо различимых волн. Более важным является тот факт, что форма волн ЭКГ изменяется под действием сердечнососудистых заболеваний и патологий, таких как ишемия миокарда и инфаркт, гипертрофия желудочков, а также нарушения проводимости.

Сердце представляет собой четырехкамерный насос с двумя предсердиями для сбора крови и двумя желудочками для выталкивания крови. Фаза отдыха или наполнения сердечной камеры называется диастолой, фаза сокращения называется систолой.

Правое предсердие (ПП или atrium) собирает загрязнённую кровь из главной и полой вены (vena cavae). За время сокращения предсердия кровь проходит через правое предсердие к правому желудочку (ventrīum) через трёхстворчатые клапаны. В период желудочковой систолы загрязнённая кровь выталкивается из правого желудочка (ПЖ) через лёгочный клапан к лёгким для очистки (оксигенации).

Левое предсердие (ЛП) принимает очищенную кровь из лёгких, проходящую при сокращении предсердий к левому желудочку (ЛЖ) через митральный клапан. Левый желудочек является самой большой и наиболее важной камерой сердца. Сокращение левого желудочка является наиболее сильным по сравнению со всеми другими камерами сердца, так как он должен прокачивать насыщенную кислородом кровь через клапан аорты в аорту, преодолевая давление всей остальной сосудистой системы тела. В силу того что уровень важности сокращений желудочков самый высокий, термины систола и диастола по умолчанию используются по отношению к желудочкам.

Сердечный ритм или частота сердечных сокращений (ЧСС) управляет специальными клетками водителя ритма, которые образуют синоатриальный (СА) узел, расположенный в месте соединения главной вены и правого предсердия [23]. Частота срабатывания СА-узла управляет импульсами от вегетативной и центральной нервной системы, приводя к выработке нейротрансмиттерами ацетилхолина (для вагусной стимуляции, вызывающей снижение сердечного ритма) или адреналина (для симпатической стимуляции, вызывающей повышение сердечного ритма). Нормальная ЧСС в покое составляет около 70 уд./мин. Сердечный ритм снижается во время сна, но слишком низкая ЧСС, менее 60 уд./мин в период активности, может означать нарушение, называемое брадикардией. В ходе интенсивных упражнений или занятий спортом мгновенное значение ЧСС может достигать 200 уд./мин; высокая ЧСС в покое может быть вызвана заболеванием или сердечной аномалией, которая называется тахикардией.

Координированные электрические процессы и специализированная проводящая система, свойственная только сердцу, играют главную роль в ритмической сократительной активности сердца. СА-узел является основным естественным водителем ритма, который вырабатывает собственную последовательность потенциалов действия. Потенциал действия СА-узла распространяется по всему объёму сердца, вызывая особый вид возбуждения и сокращения.

В сердечном цикле в норме наблюдается следующая последовательность событий и волн (рис. 1.4).

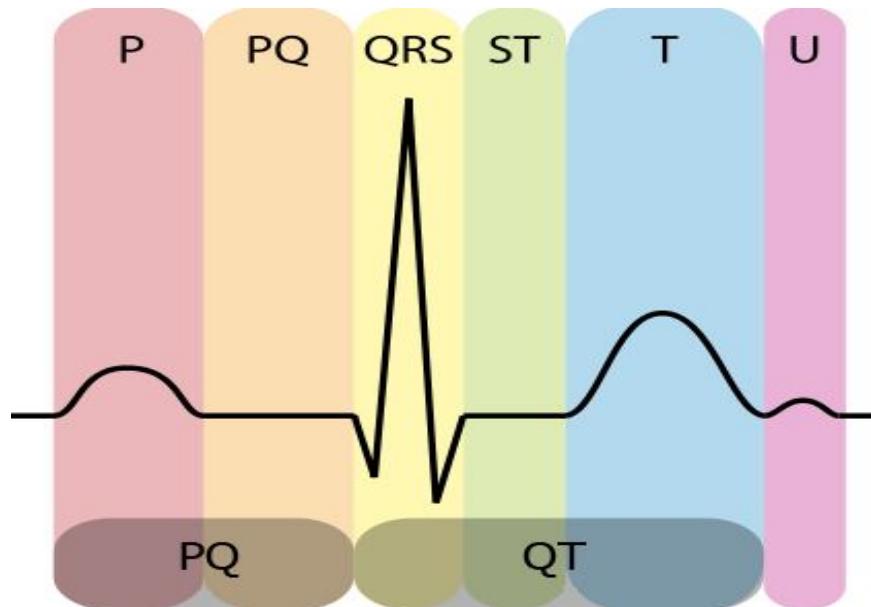


Рис. 1.4. Сердечный цикл

- Возбуждение СА-узла.
- Электрическая активность распространяется по мускулатуре предсердия со сравнительно небольшой скоростью, вызывая медленно продвигающуюся деполяризацию (сокращение предсердия). Это приводит к появлению Р-зубца в кардиограмме. Ввиду медленного сокращения предсердий и их небольшого размера, Р-зубец представляет собой медленную низкоамплитудную волну с амплитудой около 0,1 – 0,2 мВ и длительностью примерно 60-80 мс.
- Волна возбуждения наталкивается на задержку распространения в артриовентикулярном (АВ) узле, что, как правило, проявляется в ЭКГ в виде изоэлектрического сегмента продолжительностью 60-80 мс, следующего после Р-зубца и известного как PQ-сегмент. Эта пауза помогает завершению перемещения крови от предсердий к желудочкам и оканчиваться возбуждением АВ-узла.

- Пучок Гиса, ножки пучка Гиса и система специализированных проводящих волокон Пуркинье с большой скоростью распространяют стимул по желудочкам.
- Стимулирующая волна с большой скоростью распространяется от верхушки сердца наверх, вызывая быструю деполяризацию (сокращение желудочков). На ЭКГ это проявляется в виде QRS-комплекса – острой двухфазной или трёхфазной волны с амплитудой около 1 мВ и длительностью 80 мс.
- Для мышечных клеток желудочков характерна относительно большая длительность потенциала действия 300-350 мс. Плато на потенциале действия вызывает обычно изоэлектрический сегмент длительностью 100-120 мс, следующий после QRS-комплекса и известный как ST-сегмент.
- Реполяризация (расслабление) желудочков проявляется в виде медленного Т-зубца с амплитудой 0,1 – 0,3 мВ и длительностью 120-160 мс.

Любые нарушения в регулярной ритмической активности сердца называются аритмиями. Сердечная аритмия может быть вызвана нерегулярным срабатыванием СА-узла или аномальной и дополнительной стимулирующими активностями других отделов сердца.

Для измерения разности потенциалов на различные участки тела накладываются электроды. Так как плохой электрический контакт между кожей и электродами создает помехи, то для обеспечения проводимости на участки кожи в местах контакта наносят токопроводящий гель. Ранее использовались марлевые салфетки, смоченные солевым раствором.

Стандартная клиническая ЭКГ (рис. 1.5) имеет следующие наиболее важные характеристики.

- Стандартный прямоугольный калибровочный импульс 1 мВ по амплитуде и 200 мс по длительности должен соответствовать на графике 1 см по высоте.
- Используемая скорость движения бумаги равна 25 мм/с, что даёт шкалу на графике 0,04 с/мм или 40 мс/мм. В этом случае ширина калибровочного импульса будет соответствовать 5 мм.
- Размах сигнала ЭКГ в норме равен примерно 1 мВ.
- Используемый коэффициент усиления усилителя равен 1000.
- Клиническая ЭКГ обычно фильтруется в полосе частот 0,05 – 100 Гц с рекомендуемой для диагностической ЭКГ частотой дискретизации 500 Гц.
- Искажения в форме калибровочного импульса могут свидетельствовать о неправильной настройке фильтра или о низком качестве системы съёма сигнала.

- Для мониторинга сердечного ритма может использоваться более узкая полоса частот 0,5 – 50 Гц.
- Для ЭКГ высокого разрешения необходима более широкая полоса частот, 0,05 – 500 Гц.

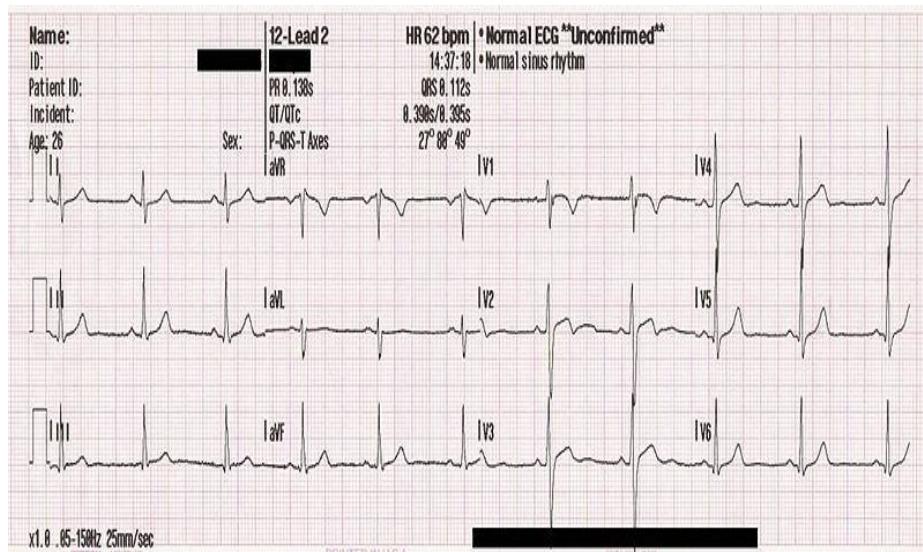


Рис. 1.5. Электрокардиограмма в 12 стандартных отведениях у мужчины 26 лет, без патологии

### 1.3.5. Электроэнцефалограмма (ЭЭГ)

ЭЭГ (которую часто называют волнами мозга) представляет собой запись электрической активности мозга. Организация мозга имеет несколько следующих важных аспектов. Главными частями мозга являются: кора головного мозга, мозжечок, ствол мозга (включающий средний мозг, продолговатый мозг и ретикулярное образование) и таламус (между средним мозгом и полусферами).

Регистрация ЭЭГ производится прибором электроэнцефалограф через специальные электроды (наиболее распространенные мостиковые, чашечковые и игольчатые). В настоящее время чаще всего используется расположение электродов по международным системам «10 – 20 %» или «10 – 10 %». Каждый электрод подключен к усилителю. Запись потенциалов с каждого электрода осуществляется относительно нулевого потенциала референта, за который, как правило, принимается мочка уха или сосцевидный отросток височной кости (mastoid), расположенный позади уха и содержащий заполненные воздухом костные полости. Наименование «10 – 20» отражает то обстоятельство, что электроды располагаются вдоль центральной линии со значениями шага равными 10, 20, 20, 20, 20 и 10% от общего расстояния между носом и затылком; остальные цепочки электродов также располагаются в позициях,

соответствующих аналогичным долям расстояния. Межэлектродные расстояния равны между собой как вдоль переднезадней линии, так и вдоль поперечной линии. Кроме того, позиции электродов симметричны. Сигнал ЭЭГ может быть использован для изучения нервной системы, мониторного наблюдения стадий сна, биологической обратной связи и управления, а также для диагностики таких заболеваний, как эпилепсия.

Типичная комплектация оборудования для ЭЭГ включает низкочастотный фильтр с частотой среза 75 Гц и устройство для регистрации сигнала на бумаге с масштабами по амплитуде и по времени 100 мкВ/см и 30 мм/с соответственно. Длительность записей обычно составляет 10 – 20 минут одновременно по 8 – 16 каналам. Наблюдение стадий сна и выявление преходящих событий, связанных с эпилептическими припадками, может потребовать многоканальной записи ЭЭГ на протяжении нескольких часов. Специализированные методики съёма ЭЭГ предполагают использование игольчатых электродов, носоглоточных электродов, записи электрокортикограммы (ЭКоГ) от вскрытой части коры мозга и использование интраце-ребральных электродов. Методика регистрации отклика на вызванные события включает первоначальную запись в покое (глаза открыты, глаза закрыты), гипервентиляцию (после эпизода глубокого дыхания с частотой 20 вдохов-выдохов в минуту на протяжении 2 – 4 минут), фотостимуляцию (1 – 50 вспышек света в секунду), аудиостимуляцию громкими щелчками, сон (различные стадии) и фармакологические (лекарственные) пробы.

В сигналах ЭЭГ могут наблюдаться несколько типов ритмической или периодической активности. Для ЭЭГ обычно используются следующие названия диапазонов частоты (рис. 1.6):

- дельта ( $\delta$ ):  $0,5 < f < 4$  Гц, состоит из высокоамплитудных (сотни микровольт) волн частотой 1 – 4 Гц. Возникает как при глубоком естественном сне, так и при наркотическом, а также при коме. Дельта-ритм также наблюдается при регистрации ЭЭГ от участков коры, граничащих с областью травматического очага или опухоли;
- тета ( $\theta$ ):  $4 < f < 8$  Гц, высокий электрический потенциал 100 – 150 микровольт, высокая амплитуда волн. Наиболее ярко тета-ритм выражен у детей (от 2 до 8 лет);
- альфа ( $\alpha$ ):  $8 < f < 13$  Гц, средняя амплитуда 30-70 мкВ, могут однако наблюдаться высоко- и низкоамплитудные  $\alpha$ -волны. Регистрируется у 85 – 95% здоровых взрослых. Лучше всего он выражен в затылочных отделах;
- бета ( $\beta$ ):  $f > 13$  Гц, ритм ЭЭГ в диапазоне от 14 до 30 Гц с напряжением 5 – 30 мкВ, присущий состоянию активного бодрствования. Наиболее сильно этот ритм выражен в лобных областях, но при различных видах интенсивной деятельности резко усиливается и распространяется на другие области мозга. Так,

выраженность  $\beta$ -ритма возрастает при предъявлении нового неожиданного стимула, в ситуации внимания, при умственном напряжении, эмоциональном возбуждении. Бета-волны по форме близки к треугольным вследствие заострённости вершин;

- гамма ( $\gamma$ ):  $30 \text{ Гц} < f < 120 - 170 \text{ Гц}$ , а по данным некоторых авторов – до 500 Гц. Амплитуда очень низка – ниже 10 мкВ и обратно пропорциональна частоте. В случае если амплитуда гамма-ритма выше 15 мкВ, то ЭЭГ рассматривается как патологическая. Гамма-ритм наблюдается при решении задач, требующих максимального сосредоточенного внимания. Существуют теории, связывающие этот ритм с работой сознания.

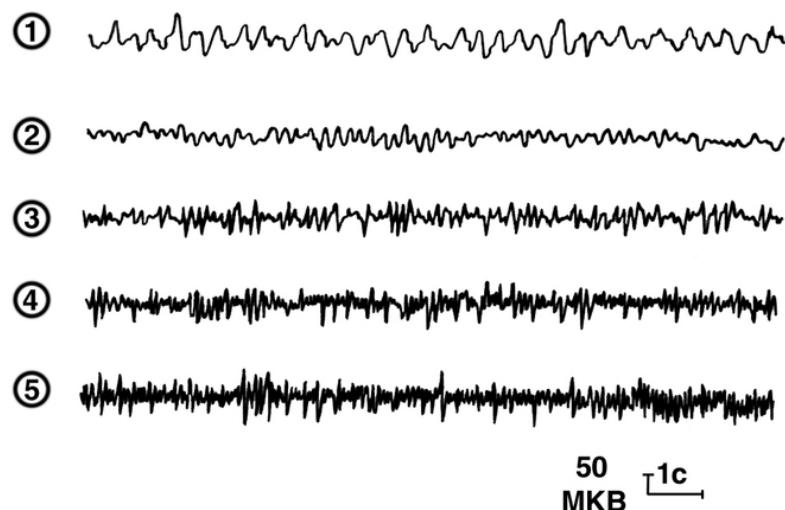


Рис. 1.6. Различные физиологические ритмы электроэнцефалограмм: 1 – дельта ( $\delta$ )-ритм; 2 – тета ( $\theta$ )-ритм; 3 – альфа ( $\alpha$ )-ритм; 4 – бета ( $\beta$ )-ритм; 5 – гамма ( $\gamma$ )-ритм

Потенциалы, связанные с событиями (ПСС). Термин потенциалы, связанные с событиями (ПСС), является более общим и более предпочтительным по отношению к термину вызванные потенциалы и означает ЭНГ или ЭЭГ, возникающие в ответ на световые, звуковые, электрические или какие-либо другие внешние стимулы. Коротко-латентные ПСС главным образом зависят от физических характеристик стимулов, в то время как на длинно-латентные ПСС, в основном, влияют условия предъявления стимула.

Регистрация соматосенсорных вызванных потенциалов (ССВП) используется для неинвазивной оценки нервной системы, начиная от периферических рецепторов и до коры головного мозга. Коротко-латентные ПСС медианного нерва получают путём размещения

стимулирующих электродов на расстоянии 2 – 3 см друг от друга поверх медианного нерва на запястье при электрической стимуляции с частотой 5 – 10 импульсов в секунду; длительность каждого импульса менее 0,5 мс и амплитуда – около 100 В (это приводит к заметному вздрагиванию большого пальца). ПСС записываются с поверхности скальпа. Измеряется латентность, продолжительность и амплитуда отклика.

ПСС и ССВП являются очень слабыми сигналами, обычно скрытыми среди сопутствующей активности других систем.

### **1.3.6. Электрогастрограмма (ЭГГ)**

Электрическая активность желудка состоит из ритмических волн деполяризации и реполяризации гладких мышечных клеток, составляющих желудок. У человека активность возникает в средней части желудка с интервалом примерно 20 с. Волны этой активности всегда присутствуют и не связаны непосредственно с сокращениями; они связаны с пространственной и времененной организацией сокращений.

С использованием наружных (кожных) электродов можно записать сигнал, известный как электрогастрограмма (ЭГГ). Пациент неподвижно находится в лежачем положении на спине. Для локализации желудка используется ультразвуковой сигнал с частотой 5 МГц, при этом ориентация дистальной части желудка помечается на поверхности живота. На животе вдоль антравальной оси желудка размещаются три активных электрода с расстоянием между соседними электродами 3,5 см. Общий опорный электрод располагается на удалении 6 см в верхнем правом квадранте. Снимаются три биполярных сигнала от трех активных электродов по отношению к общему опорному электроду. Сигналы усиливаются и фильтруются в полосе частот от 0,02 до 0,3 Гц с крутизной спада частотной характеристики 6 дБа октаву в переходной полосе и дискретизуются с частотой 2 Гц.

Считается, что поверхностная ЭГГ отражает общую электрическую активность желудка, в том числе управляющую электрическую активность и электрический отклик на неё. Chen и др. [38] показали, что анализ ЭГГ позволяет выявить аритмию желудка. Другие исследователи предполагают, что диагностический потенциал этого сигнала пока недостаточно обоснован [35, 36]. Точное и надёжное измерение электрической активности требует имплантации электродов внутрь желудка [39], что ограничивает практическое применение этого метода.

### **1.3.7. Фонокардиограмма (ФКГ)**

Шумы сердца являются, возможно, наиболее традиционным биомедицинским сигналом, что подтверждается тем фактом, что стетоскоп

является самым важным инструментом, постоянно носимым и используемым врачами. Фонокардиограмма представляет собой вибрации или звуковые сигналы, связанные с сократительной активностью сердца и системы кровеносных сосудов (как сердца, так и крови) и является записью сигнала звуков сердца. Запись сигнала ФКГ требует наличия датчика для преобразования вибрации или звукового сигнала в электрические сигналы: для этого на поверхность грудной клетки могут быть наложены микрофоны, датчики давления или акселерометры. Звуки сердца в норме позволяют оценивать общее состояние сердца по его ритму и сократимости. Сердечнососудистые заболевания и дефекты вызывают изменения или дополнительные звуки и шумы, которые помогают в их диагностике.

В настоящее время считается общепринятым, что записанные с поверхности тела звуки сердца вызываются не самими по себе движениями лепестков клапанов, как считалось ранее, а вибрациями всей сердечнососудистой системы, вызываемыми градиентами давления [23]. Сердечнососудистую систему можно сравнить с сосудом, наполненным жидкостью, который, будучи стимулируемым в какой-нибудь точке, вибрирует целиком. Однако снаружи компоненты сердечного звука лучше всего прослушиваются в определённых отдельных позициях на груди, и эта локализация привела к концепции вторичных источников на груди, связанных с хорошо известными зонами аускультации: мембранные, аортальная, лёгочная и в области нижней части грудины [23]. Митральная зона находится около верхушки сердца, аортальная зона расположена параллельно груди во втором межреберном промежутке. Зона нижней части грудины расположена в четвёртом межреберном промежутке около правой границы грудины. Лёгочная зона лежит на левой паракартральной линии во втором или третьем межреберном промежутке [23].

Нормальный сердечный цикл содержит два основных звука (тона) – первый тон сердца (S1) и второй тон сердца (S2). На рисунке 1.7 показан сигнал ФКГ в норме одновременно с кривыми ЭКГ и каротидного пульса. Тон S1 возникает в начале сокращения желудочков и по времени соответствует QRS-комплексу в сигнале ЭКГ.



Рисунок 1.7. Фонокардиограмма в норме

Первоначальные вибрации S1 возникают, когда первые сокращения миокарда желудочков перемещают кровь по направлению к предсердиям, перекрывая атриовентикулярные (АВ – митральный и трёхстворчатый) клапаны. Вторая компонента S1 начинается в момент резкого напряжения закрытых АВ-клапанов, замедляющих кровь. Далее открываются полулунные (аортальный и легочный) клапаны и кровь выталкивается из желудочков. Третья компонента S1 может быть вызвана колебаниями крови между основанием аорты и стенками желудочков.

Второй тон S2, следующий за систолической паузой в нормальном сердечном цикле ФКГ, вызывается закрытием полулунных клапанов. В то время как первичные вибрации возникают в артериях из-за замедления крови, желудочки и предсердия также вибрируют из-за передачи вибрации через кровь, клапаны и кольца клапанов. S2 имеет две компоненты: первая связана с закрытием аортального клапана A2), а вторая – с закрытием лёгочного клапана (P2). Аортальный клапан обычно закрывается раньше лёгочного клапана, следовательно, A2 опережает P2 на несколько миллисекунд. Патологические состояния могут приводить к расширению этого промежутка, либо к изменению порядка появления A2 и P2. Промежуток A2-P2 расширяется также в норме во время вдоха.

В некоторых случаях может быть слышен третий тон сердца S3, соответствующий внезапному завершению фазы быстрого наполнения желудочков. В связи с тем, что в этой части диастолы желудочки наполнены кровью и их стенки расслаблены, вибрация S3 имеет очень низкую частоту. Иногда в поздней диастоле может прослушиваться четвёртый тон сердца (S4), вызванный сокращениями предсердий, перемещающих кровь в расширенные желудочки. Часто в добавок к этим звукам слышны щелчки и стуки клапанов.

Шумы сердца. Интервалы между S1 и S2, а также S2 и S1 следующего цикла (относящиеся к систоле и диастоле желудочков соответственно) обычно не содержат звуков. На этих интервалах могут возникать шумы, которые вызываются различными дефектами и болезнями сердечнососудистой системы. Шумы представляют собой высокочастотные звуки, напоминающие помехи и возникающие из-за того, что скорость крови возрастает при протекании через нерегулярности (сужения или препятствия). В сердечнососудистой системе типичными состояниями, вызывающими турбулентность потока крови, являются стеноз и неэффективность клапанов. При стенозе клапанов из-за недостатка кальция или других причин лепестки клапанов теряют гибкость и не открываются полностью и, таким образом, создают препятствие на пути выталкиваемой крови. Неэффективность клапана означает его неполное закрытие и вызывает обратный ток крови через узкое отверстие.

Систолические шумы (СШ) вызываются такими состояниями, как дефект межжелудочковой перегородки (ДМЖП, VSD, ventricular septal defect – отверстие в стенке между левым и правым желудочками), стеноз аортального клапана (AS, aortic stenosis), стеноз клапана лёгочной артерии (PS, pulmonary stenosis), недостаточность митрального клапана (МI, mitral insufficiency) и недостаточность трёхстворчатого клапана (ТI, tricuspid insufficiency). Стеноз полулунных клапанов (стеноз аорты и лёгочный стеноз) создают препятствие на пути крови, выталкиваемой во время систолы. Недостаточность АВ-клапанов (недостаточность митрального клапана, недостаточность трёхстворчатого клапана) вызывает обратный ток крови к предсердию во время сокращения желудочков.

Диастолический шум (ДШ) может вызываться следующими состояниями: недостаточность аортального или лёгочного клапанов (AI, aortic insufficiency и PI, pulmonary insufficiency) и стеноз митрального или трёхстворчатого клапанов (MS, mitral stenosis и TS, tricuspid stenosis). Другие состояния, вызывающие шумы, это дефект межпредсердной перегородки (ДМПП, ASD, atrial septal defect), открытый артериальный проток (PDA, patent ductus arteriosus), а также определённые физиологические и функциональные состояния, которые приводят к повышенному сердечному выбросу или повышенной скорости крови.

На параметры звуков и шумов сердца (такие как интенсивность, частотное содержание и временные интервалы) оказывают влияние многие физические и физиологические факторы: позиции записи на груди, вмешательство структур грудной клетки, сократимость левого желудочка, положение клапанов сердца в начале систолы, степень имеющихся дефектов, частота сердечных сокращений и скорость крови. Например, тон S1 является громким и задержанным при стенозе митрального клапана; блокада правой ножки пучка Гиса вызывает широкое расщепление S2, блокада левой ножки пучка Гиса вызывает реверсное расщепление S2;

острый инфаркт миокарда вызывает патологический тон S3, а серьёзная форма недостаточности митрального клапана (митральной регургитации, MR, mitral regurgitation) ведёт к увеличению S4.

### **1.3.8. Каротидный пульс (КП)**

Каротидный пульс — это сигнал давления, записанный над сонной артерией в том месте на шее, где она проходит вблизи поверхности кожи. В результате получают пульсовую сигнал, показывающий изменения артериального кровяного давления и объёма крови с каждым ударом сердца. Благодаря близости точки записи к сердцу сигнал каротидного пульса по своей морфологии очень напоминает сигнал давления в основании аорты, однако его нельзя использовать для измерения абсолютной величины давления. Каротидный пульс является полезным дополнением к ФКГ и может оказывать помощь в идентификации тона S2 и его компонент.

Каротидный пульс резко возрастает в момент выталкивания крови из левого желудочка в аорту, достигая пика, называемого волной перкуссии. После этого следует плато или вторичная волна, известная как приливно-отливная волна (T, tidal wave), вызванная отражённым импульсом, возвращающимся от верхней части тела. Далее закрытие каротидного клапана приводит к образованию небольшой впадины на сигнале, известной как дикротическая выемка (D, dicrotic notch). За дикротической выемкой может следовать дикротическая волна, связанная с отражённым от нижней части тела импульсом. На кривую каротидного пульса влияют дефекты клапанов, такие как недостаточность митрального клапана и стеноз аортального клапана; однако это обстоятельство не нашло широкого применения в клинической диагностике.

### **1.3.9. Сигналы с катетерных датчиков**

Для наиболее детального и точного мониторного контроля сердечной функции непосредственно в камеру сердца могут быть введены датчики, помещённые на кончике катетера. В этом случае появляется возможность получить несколько сигналов: давление в левом желудочке, давление в правом предсердии, давление в аорте (АО) и внутрисердечные звуки. Хотя такие сигналы дают точную и ценную информацию, подобные процедуры являются инвазивными и связаны с определёнными рисками.

### **1.3.10. Речевой сигнал**

Люди — по природе своей существа социальные и имеют врождённую потребность в общении. Сама природа одарила нас

совершенной голосовой системой. Речевой сигнал является очень важным сигналом, хотя чаще всего рассматривается скорее как сигнал для общения, чем биомедицинский сигнал.

Однако в случаях, когда необходимо исследовать нарушение звукового и речевого трактов, речевой сигнал может использоваться как диагностический.

Звуки речи образуются за счёт прохождения выдыхаемого воздуха из лёгких в голосовой тракт (а также для некоторых звуков — через носовой тракт). Голосовой тракт начинается голосовыми нитями или голосовой щелью в горле и заканчивается губами и ноздрями. Форма голосового тракта меняется, производя различные типы звуковых элементов или фонем, которые, складываясь, формируют речь. Фактически голосовой тракт действует как фильтр, который модулирует спектральные характеристики входящих потоков воздуха. Очевидно, что эта система является динамической и что данный фильтр и, следовательно, производимый им сигнал имеют изменяющиеся во времени характеристики, т. е. они являются нестационарными.

Звуки речи в самом общем виде могут быть классифицированы как гласные, фрикативные и взрывные. В формировании гласных звуков участвует голосовая щель: воздух проталкивается через голосовые нити, которые поддерживаются в состоянии некоторого напряжения. Результатом является серия квазипериодических импульсов воздуха, которые проходят через голосовой тракт. Входной поток голосового тракта может рассматриваться как последовательность импульсов, которые являются почти периодическими. За счёт свёртки с импульсной характеристикой голосового тракта, который постоянно поддерживается в определённой конфигурации на протяжении всей длительности гласного звука, формируется некоторый квазипериодический сигнал с характерными повторяющимися формами волн. На рисунке 1.8 показана запись произнесенной фразы. Квазипериодическая природа этого сигнала очевидна. Исследуемыми характеристиками гласного сигнала являются тон (средний интервал повторения импульсной характеристики звукового тракта или базовой волновой формы) и резонансные или формантные частоты системы голосового тракта.

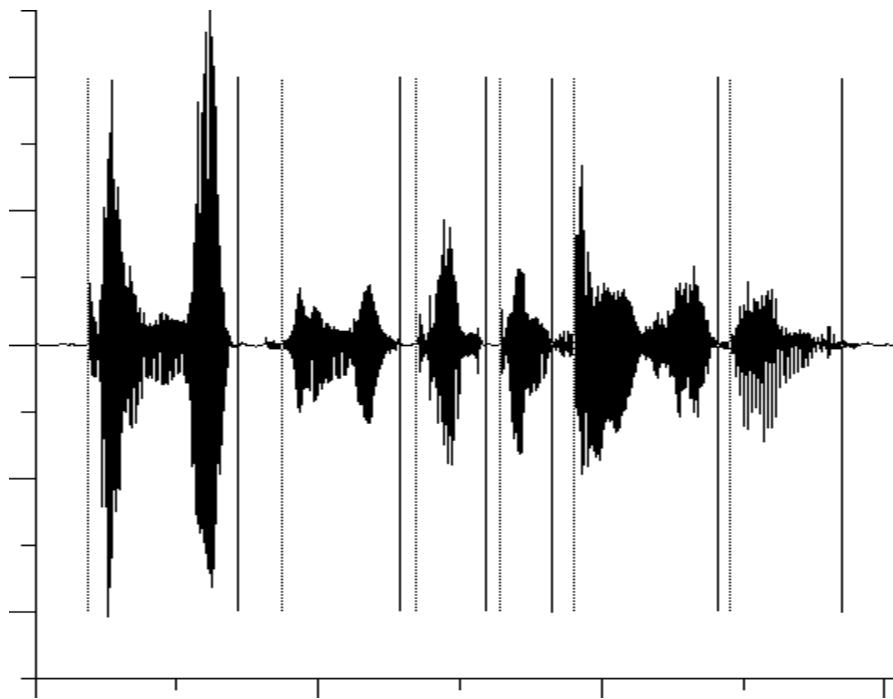


Рис. 1.8. Речевой сигнал

### 1.3.11. Сигналы отоакустической эмиссии

Сигнал отоакустической эмиссии (ОАЭ) представляет собой акустическую энергию, которая испускается барабанной перепонкой либо спонтанно, либо в ответ на акустические стимулы. Открытие существования этого сигнала показывает, что барабанная перепонка не только принимает звук, но также и производит акустическую энергию. Сигнал ОАЭ может давать объективную информацию о микромеханической активности пред-нейронных (preneural) или сенсорных компонент барабанной перепонки, которые являются периферийными по отношению к окончаниям нервных волокон. Анализ сигнала отоакустической эмиссии может помочь улучшить методики неинвазивного исследования системы слуха. Этот сигнал также может помочь в скрининге слуховой функции и диагностике нарушений слуха.

## 1.4. Цели анализа биомедицинских сигналов

Представление биомедицинских сигналов в электронной форме даёт возможность компьютерной обработки и анализа этих данных. На рисунке 1.9 показаны типовые этапы и порядок осуществления компьютерной диагностики и терапии, основанной на анализе биомедицинских сигналов.

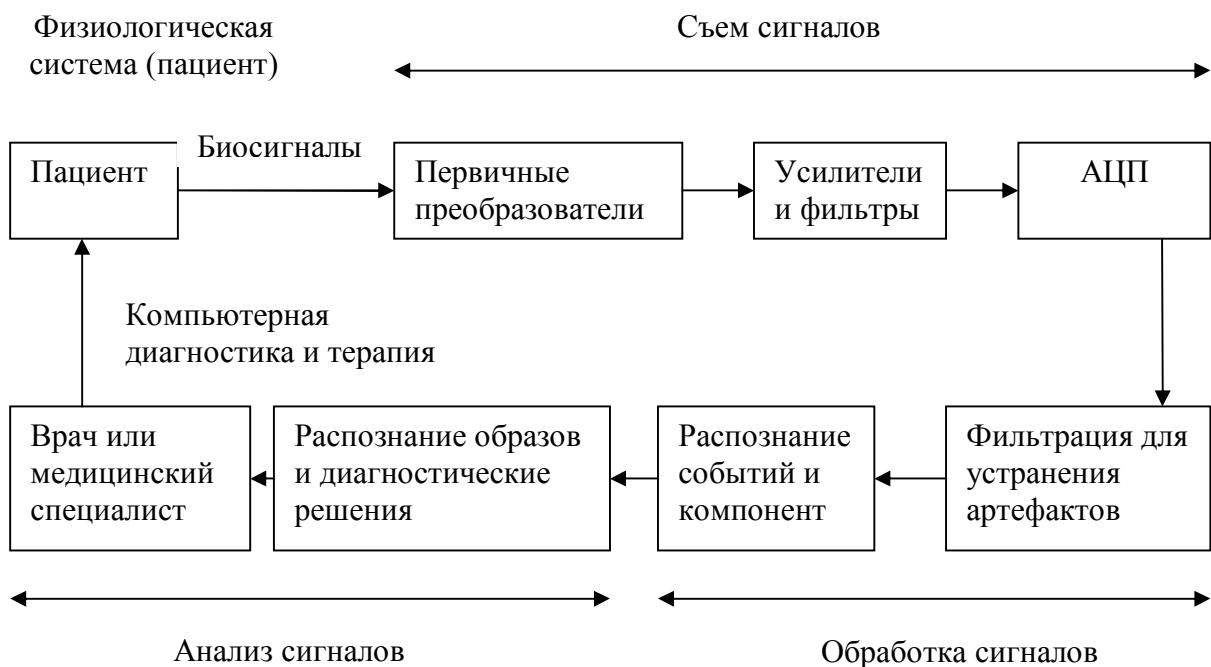


Рис. 1.9. Компьютерная диагностика и терапия на основе анализа биомедицинских сигналов

Главными целями биомедицинской техники и анализа сигналов являются:

- сбор информации - количественная оценка явлений для интерпретации исследуемой системы;
- диагностика - выявление нарушений, патологий и аномальностей;
- мониторинг - получение непрерывной или периодической информации о системе;
- терапия и управление - модификация поведения системы, основанная на данных, полученных при выполнении перечисленных выше этапов, для обеспечения определенных результатов;
- оценка - объективный анализ для определения возможности удовлетворения функциональных требований, для получения подтверждения правильности работы, для контроля качества, для количественной оценки эффекта лечения.

## 1.5. Инвазивные и неинвазивные процедуры

Инвазивные процедуры предполагают помещение внутрь тела датчиков или других устройств, таких как игольчатые электроды для записи ПДДЕ, а также введение катетерных датчиков внутрь сердца через главную артерию или вену для записи интракардиальных сигналов.

Неинвазивные процедуры более предпочтительны, а также позволяют минимизировать риск для пациента. Запись ЭКГ с использованием электродов, помещённых на конечности и грудь, запись ЭМГ с использованием поверхностных электродов или ФКГ с помощью микрофонов или акселерометров, помещённых на грудь, являются неинвазивными процедурами.

Получение измерений или изображений с использованием рентгеновских лучей, ультразвука и т.п. может быть классифицировано как инвазивная процедура, поскольку это предполагает проникновение в тело радиации, управляемой снаружи, даже, несмотря на то, что эта радиация невидима и нет никаких проколов или внедрений в тело.

## **1.6. Активные и пассивные процедуры**

Активные процедуры съёма данных требуют приложения к субъекту внешних стимулов или выполнения субъектом определённых действий с целью стимулирования исследуемой системы, для того чтобы она выработала требуемый отклик или сигнал. Например, запись сигнала ЭМГ требует сокращения исследуемой мышцы (например, сжимания кулака); запись сигнала ВАГ от коленной чашечки требует сгибания ноги в определённом диапазоне углов; запись сигнала ПСС требует воздействия на пациента вспышками света. Хотя эти стимулы могут показаться безвредными, они в определённых ситуациях могут быть опасны для испытуемых: сгибание колена более определённого угла у некоторых людей может вызвать боль, стробоскопический свет может служить у некоторых пациентов пусковым механизмом для эпилептических припадков. Исследователю следует знать об этих рисках, исследовать их, анализируя соотношение риск/польза, и быть готовым к тому, чтобы принять защитные меры.

Пассивные процедуры не требуют от субъекта выполнения каких-либо действий. Запись ЭКГ с использованием конечностных или грудных электродов, ЭЭГ во время сна с использованием электродов, наложенных на скальп, или регистрация ФКГ с помощью микрофонов или акселерометров, помещённых на грудь, являются пассивными процедурами, но требуют контакта между субъектом и аппаратурой. Заметьте, что хотя сама по себе процедура является пассивной, исследуемая система является активной, под своим собственным естественным управлением. Получение изображения субъекта с использованием отражённого естественного света (без вспышек от камеры) или с использованием естественной инфракрасной (тепловой) эмиссии может быть отнесено к категории пассивных или бесконтактных процедур.

## 1.7. Система человек – машина

- Субъект или пациент. Всегда важно помнить, что главной целью использования биомедицинской аппаратуры и процедур анализа сигналов является получение некоторой пользы для субъекта или пациента. Все системы и процедуры должны быть спроектированы так, чтобы не доставлять неоправданных неудобств субъекту, не причинять ему какого-либо вреда и не создавать опасности. При проведении инвазивных или рискованных процедур всегда важно выполнять анализ соотношения риск/польза и принимать решение о том, действительно ли предполагаемая польза от этой процедуры стоит того, чтобы подвергать пациента риску.
- Стимулы или активные процедуры. Применение к субъекту стимулов в активных процедурах требует специальной аппаратуры, например стробоскопических генераторов света, звуковых генераторов или генераторов электрических импульсов. Проведение пассивных процедур требует стандартизованного протокола требуемой активности, для того чтобы обеспечить воспроизводимость и достоверность эксперимента.
- Первичные преобразователи сигналов: электроды, датчики, сенсоры.
- Аппаратура кондиционирования сигналов: усилители, фильтры.
- Аппаратура отображения: осциллографы, самопищащие приборы, мониторы компьютеров, принтеры.
- Аппаратура для записи, обработки и передачи данных: аналоговые и ленточные регистраторы, аналого-цифровые преобразователи (АЦП), цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), цифровые ленты, компакт-диски (CD), дискеты, компьютеры, телеметрические системы.
- Управляющие устройства: аппаратура стабилизации напряжения питания и изолирующая аппаратура, системы воздействия на пациента.

Наука об измерении физиологических переменных и параметров известна как биометрия. Ниже приведены некоторые аспекты, которые необходимо принимать во внимание при проектировании, разработке технических требований или использовании биомедицинской аппаратуры.

- Изоляция субъекта или пациента – это вопрос огромной важности, так как пациент не может подвергаться риску поражения электрическим током.
- Рабочий диапазон – минимальные и максимальные величины сигналов или параметров, которые предполагается измерять.

- Чувствительность – минимальные изменения сигнала, которые могут быть измерены. Это определяет разрешение системы.
- Линейность – необходима по крайней мере на какой-то части диапазона работы. Любая присутствующая нелинейность может потребовать коррекции на более поздних стадиях обработки сигнала.
- Гистерезис – некоторая задержка в измерении, связанная с направлением изменения измеряемого процесса. Гистерезис может добавить систематическую ошибку измерений и требует коррекции.
- Частотная характеристика – представляет собой изменение чувствительности в зависимости от частоты. Большинство встречающихся на практике систем ведут себя как низкочастотные, т. е. их чувствительность уменьшается по мере того, как возрастает частота входного сигнала. Для компенсации этого снижения чувствительности на высоких частотах могут потребоваться специальные методы восстановления сигнала.
- Стабильность – нестабильные системы могут ухудшить воспроизводимость и достоверность измерений.
- Отношение сигнал-шум (signal-to-noise ratio, SNR) – сетевая помеха, проблемы с заземлением, тепловые шумы и т.п. могут ухудшить качество регистрируемого сигнала. Для того чтобы разработать подходящие методы фильтрации и способы коррекции, необходимо хорошо понимать явления, приводящие к ухудшению сигнала в данной системе.
- Точность – это понятие включает ошибки, связанные с такими факторами, как допуски, движения или механические погрешности; дрейф, связанный с изменениями температуры, влажности или давления; ошибки чтения, связанные, например, с параллаксом; ошибки обнуления или калибровки.

## ГЛАВА 2. ФИЛЬТРАЦИЯ БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ

### 2.1. Помехи

Помеха или шум представляют собой беспорядочные колебания различной физической природы, отличающиеся сложностью временной и спектральной структуры.

Большинство биологических сигналов проявляют себя как слабые сигналы в окружении, изобилующем многими другими сигналами различного происхождения. Любой другой сигнал, кроме исследуемого, может быть назван помехой, артефактом или просто шумом. Источники шума могут быть как физиологическими, так и вызванными используемой аппаратурой или условиями эксперимента.

ЭКГ является относительно сильным сигналом с легко различимыми волнами. Большинство типов помех, которые воздействуют на сигнал ЭКГ, могут быть устранины с помощью полосовых фильтров. Для обработки других сигналов, имеющих менее распознаваемую форму и более широкую полосу частот, простые процедуры фильтрации могут оказаться неэффективными. В случае таких сигналов, как вызванные потенциалы и соматосенсорные вызванные потенциалы, уровень помех может оказаться намного выше, чем уровень самого сигнала, что делает невозможным распознавание последнего в отдельно взятых записях. Очень важно заранее (до того как пытаться фильтровать сигнал или подвергать его предобработке) иметь хорошее представление о шумовых процессах, связанных с данным сигналом.

#### 2.1.1. Случайный шум

Термин случайный шум относится к помехе, которая возникает из случайного процесса, такого, например, как тепловой шум в электронных устройствах. Случайный процесс характеризуется функцией плотности вероятности (ФПВ), представляющей собой вероятности появления всех возможных значений случайной переменной. Рассмотрим случайный процесс  $\eta$ , который характеризуется ФПВ  $p_\eta(\eta)$ . Среднее значение  $\mu_\eta$  случайного процесса  $\eta$  задаётся моментом первого порядка ФПВ, определяемым как

$$\mu_\eta = E[\eta] = \int_{-\infty}^{\infty} \eta p_\eta(\eta) d\eta , \quad (2.1)$$

где  $E[\eta]$  представляет собой оператор статистического ожидания. Общепринятым считается предположение о равенстве нулю средней величины случайного шума.

Величина среднего квадрата случайного процесса  $\eta$  задаётся моментом второго порядка ФПВ, определяемым как

$$E[\eta^2] = \int_{-\infty}^{\infty} \eta^2 p_{\eta}(\eta) d\eta. \quad (2.2)$$

Дисперсия процесса  $\sigma^2$  определяется как центральный момент второго порядка:

$$\sigma_{\eta}^2 = E[(\eta - \mu_{\eta})^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (\eta - \mu_{\eta})^2 p_{\eta}(\eta) d\eta. \quad (2.3)$$

Квадратный корень из дисперсии даёт стандартное отклонение  $\sigma_{\eta}$  для этого процесса. Заметим, что дисперсия и среднеквадратичная величина равны между собой.

Когда значения случайного процесса  $\eta$  формируют временную последовательность или функцию от времени, мы имеем случайный сигнал (или стохастический процесс)  $\eta(t)$ . Описанные выше статистические характеристики имеют в этом случае следующий физический смысл: среднее значение представляет собой постоянную составляющую, величина среднего квадрата – среднюю мощность, а корень квадратный из величины среднего квадрата даёт среднюю амплитуду шума или его уровень. Эти характеристики полезны для вычисления отношения сигнала-шум, которое обычно определяется как отношение размаха сигнала к среднеквадратичному значению шума, или как отношение средней мощности сигнала к мощности шума.

### 2.1.2. Усреднение по ансамблю

Когда ФПВ изучаемых случайных процессов не известна заранее, принято аппроксимировать операцию статистического ожидания с помощью средних значений, рассчитанных с использованием набора или ансамбля выборочных наблюдений случайного процесса. Такие средние значения известны как средние по ансамблю. Предположим, что мы имеем  $M$  наблюдений случайного процесса  $x$  как функцию от времени:  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)$ . Мы можем оценить среднее значение процесса в определённый момент времени  $t_1$  как

$$\mu_x(t_1) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M x_k(t_1). \quad (2.4)$$

Автокорреляционная функция (АКФ)  $\phi_{xx}(t_1, t_1 + \tau)$  случайного процесса  $x$ , представляющего собой временную последовательность, задаётся выражением

$$\phi_{xx}(t_1, t_1 + \tau) = E[x(t_1)x(t_1 + \tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p_{x1,x2}(x_1, x_2) dx_1 dx_2, \quad (2.5)$$

где  $x_1$  и  $x_2$  представляют собой случайные переменные, соответствующие процессам  $x(t_1)$  и  $x(t_1 + \tau)$  соответственно, а  $p_{x1,x2}(x_1, x_2)$  — это совместная ФПВ данных двух процессов.

АКФ может быть оценена следующим образом:

$$\phi_{xx}(t_1, t_1 + \tau) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M x_k(t_1) x_k(t_1 + \tau), \quad (2.6)$$

где  $\tau$  — параметр задержки.

Если сигналы являются комплексными, то одна из функций в приведённом выше выражении должна быть взята в комплексно сопряжённом виде. АКФ показывает, как значения сигнала в определённый момент времени статистически связаны (или имеют общие характеристики) со значениями того же самого сигнала в другой момент времени.

В случаях, когда рассматриваются случайные процессы, наблюдаемые как функции от времени (или стохастические процессы), среднее по ансамблю может быть рассчитано для каждого момента времени. В этом случае мы получаем усреднённую функцию от времени  $\bar{x}(t)$  как

$$\bar{x}(t) = \mu_x(t) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M x_k(t), \quad (2.7)$$

для всех моментов времени  $t$ .

Сигнал  $\bar{x}(t)$  может быть использован в качестве прототипа для представления случайного процесса  $x$ .

### 2.1.3. Усреднение по времени

Когда имеется выборочная реализация случайного процесса  $x_k(t)$ , заданная как функция от времени, средние по времени или временные статистики можно рассчитать путём интегрирования вдоль оси времени:

$$\mu_x(k) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{-T/2}^{T/2} x_k(t) dt . \quad (2.8)$$

В случае дискретизованного во времени сигнала интеграл может быть заменён суммированием. Усреднённая по времени АКФ задаётся выражением

$$\phi_{xx}(\tau, k) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{-T/2}^{T/2} x_k(t) x_k(t + \tau) dt . \quad (2.9)$$

Таким образом, случайный шум можно охарактеризовать как в терминах статистик по ансамблю, так и в терминах статистик по времени. Среднее значение не играет существенной роли: обычно его полагают равным нулю или его можно вычесть, если оно не является нулевым. АКФ играет важную роль в оценке характера случайных процессов. Преобразование Фурье (ПФ) от АКФ даёт функцию спектральной плотности мощности (СПМ), которая используется для спектрального анализа и проектирования фильтров.

#### **2.1.4. Структурированный шум**

Сетевая наводка с частотой 50 или 60 Гц является примером структурированного шума: типичная форма этой наводки известна заранее. Однако следует отметить, что фаза этой интерферирующей волны обычно не бывает известна. Более того, интерферирующая волна может не являться точной синусоидой, что проявляется присутствием в спектре сигнала гармоник от основной частоты 50 или 60 Гц.

#### **2.1.5. Физиологическая помеха**

В любой заданный момент времени активными могут быть несколько физиологических процессов. Каждый из них порождает множество сигналов различных типов. Пациент или субъект эксперимента не всегда бывает в состоянии контролировать все физиологические процессы и системы. Появление сигналов от тех процессов и систем, которые не являются в данный момент объектами исследования, может рассматриваться как физиологическая помеха; несколько таких примеров перечислено ниже:

- сигнал ЭМГ, влияющий на ЭКГ и связанный с кашлем, дыханием или вздрагиванием пациента;
- ЭГГ, смешивающаяся с преокордиальной ЭКГ;
- материнская ЭКГ, накладывающаяся на ЭКГ плода, когда предметом исследования является последняя;

- ЭКГ, накладывающаяся на ЭЭГ;
- текущая ЭЭГ в сигналах вызванных потенциалов;
- звуки от дыхания, лёгких или кишечника, смешивающиеся со звуками сердца (ФКГ);
- сердечные звуки, смешивающиеся со звуками дыхания или лёгких;
- мышечные звуки (ВМГ), смешивающиеся со звуками суставов (ВАГ);
- активность в начале записи ЭМГ, вызванная введением иглы при использовании игольчатых электродов.

Физиологические помехи не могут быть охарактеризованы какой-либо специфической формой волны или спектральным составом и, как правило, являются динамическими и нестационарными (изменяющимися в соответствии с уровнем активности порождающих их систем и, следовательно, со временем). Таким образом, простые линейные полосовые фильтры обычно не позволяют эффективно устранять физиологические помехи.

### 2.1.6. Стационарные и нестационарные процессы

Стохастический процесс называется строго стационарным, если его свойства не зависят от изменения начала отсчета времени. Иными словами, если совместное распределение вероятностей  $m$  наблюдений  $z_{t_1}, z_{t_2}, \dots, z_{t_m}$ , сделанных в любые моменты времени  $t_1, t_2, \dots, t_m$ , такое же, что и для  $m$  наблюдений  $z_{t_1+k}, z_{t_2+k}, \dots, z_{t_m+k}$ , сделанных в соответствующие моменты времени  $t_1+k, t_2+k, \dots, t_m+k$ . Поэтому, чтобы дискретный процесс был строго стационарным, взаимное распределение любой совокупности наблюдений не должно изменяться при сдвиге всех времен наблюдений вперед или назад на любое целое число  $k$ .

**Слабая стационарность.** Для того чтобы процесс был строго стационарным, вся его вероятностная структура должна зависеть только от разностей времен. Менее жесткое требование, называемое слабой стационарностью порядка  $J$ , заключается в том, чтобы моменты до некоторого порядка  $J$  зависели только от разностей времен.

**Эргодический процесс** - это процесс, у которого эквивалентны реализации (вероятностные характеристики не зависят от номера реализации), но не эквивалентны временные сечения (вероятностные характеристики зависят от текущего времени).

Сигналы или процессы, которые не удовлетворяют условиям, описанным выше, могут быть в общем случае названы нестационарными процессами. Нестационарные процессы обладают статистиками, которые меняются во времени.

Большинство биомедицинских систем являются динамическими и генерируют нестационарные сигналы (например, ЭМГ, ЭЭГ, ВМГ, ФКГ, ВАГ и речевой сигнал). Однако любая физическая или физиологическая система имеет ограничения диапазона возможного изменения её характеристик. Эти ограничения дают возможность разбивать сигнал на сегменты небольшой длительности (обычно несколько десятков миллисекунд), на протяжении которых изучаемые статистики не меняются и могут рассматриваться как постоянные. Такой сигнал называется квазистационарным процессом, а такой подход к анализу известен как анализ по коротким интервалам.

Некоторые системы (например, такие как сердечнососудистая система) обычно выполняют ритмические действия. Результирующие сигналы, такие как ЭКГ, ФКГ или каротидный пульс, являются в таком случае почти периодическими и могут быть названы циклически стационарными сигналами. Статистические характеристики сигнала ФКГ изменяются на протяжении всего кардиоцикла (особенно в случае, когда имеется шум), но повторяются через регулярные интервалы. Циклическое повторение процесса даёт возможность выполнить усреднение по ансамблю, используя эпохи или события, извлечённые из наблюдений сигнала на протяжении многих циклов (при этом сам сигнал является, строго говоря, единственной функцией времени).

## 2.2. Примеры помех

### 2.2.1. Помехи в потенциалах, связанных с событиями

Потенциалы, связанные с событиями (ПСС), – это сигнал, получаемый в ответ на некоторый стимул. Данный ответ обычно имеет очень низкую амплитуду (порядка 10 мкВ) и скрыт сопутствующей активностью ЭЭГ и шумом. Форму волны единичного отклика среди фоновой активности очень трудно распознать.

### 2.2.2. Высокочастотные помехи в ЭКГ

На рисунке 2.1 показан сегмент сигнала ЭКГ с высокочастотными помехами. Эти помехи могут быть вызваны усилителями, записывающей системой, наводкой от сопутствующего электромиографического сигнала и т.д. Кроме того, показанный сигнал был искажён сетевой наводкой 60 Гц (и её гармониками), которую, ввиду низкочастотного характера самого сигнала ЭКГ, также можно рассматривать как часть высокочастотного шума.

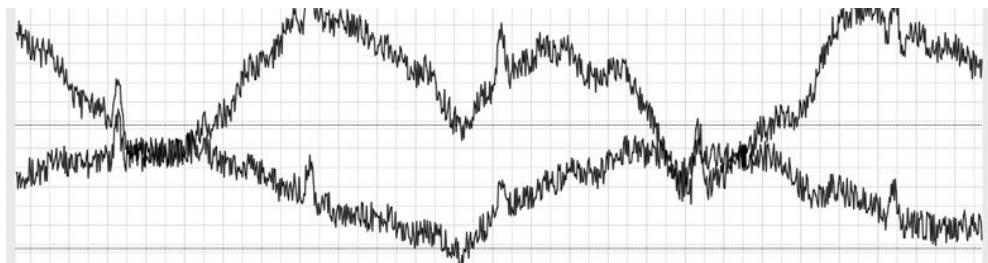


Рис. 2.1. ЭКГ с высокочастотными помехами

### 2.2.3. Двигательные артефакты в ЭКГ

Низкочастотные артефакты или дрейф изолинии в сигналах ЭКГ, снимаемых с грудных отведений, могут быть вызваны кашлем или дыханием, сопровождающимися сильным движением грудной клетки. При съёме ЭКГ с конечностей обычным источником артефактов являются движения рук или ног. Низкочастотные артефакты также могут вызываться плохим контактом электродов с кожей или поляризацией электродов. Иногда дрейф изолинии также вызывается изменениями температуры и систематическими погрешностями аппаратуры и усилителей. На рисунке 2.2 показан сигнал ЭКГ с низкочастотными артефактами.

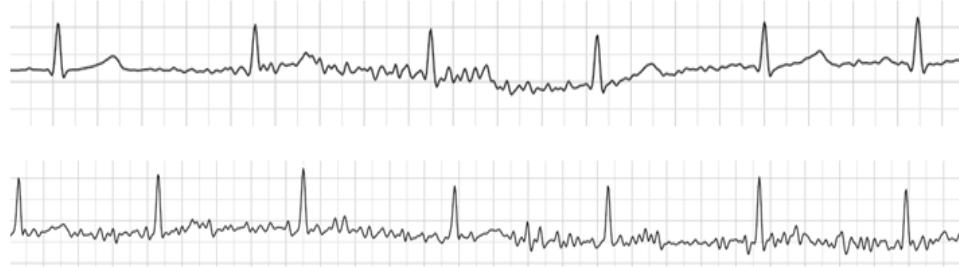


Рис. 2.2. ЭКГ с низкочастотными помехами

### 2.2.4. Сетевая наводка в ЭКГ

Наиболее часто встречающийся тип периодических артефактов в биомедицинских сигналах – это сетевая наводка с частотой 50 или 60 Гц. Если из-за искажения или усечения сигнала форма волны сетевой наводки не является чистой синусоидой, то могут также появляться гармоники основной частоты. Кроме того, гармоники могут появляться, если сам периодический сигнал не является синусоидой (например, имеет вид прямоугольных импульсов).

Если полезный сигнал не имеет специфической формы волны, как, например, для случаев ФКГ или ЭМГ, сетевую наводку не всегда просто распознать визуально; однако такая помеха хорошо видна, если присутствует на чётко структурированном сигнале, таком, например, как

ЭКГ или сигнал каротидного пульса. В обоих этих случаях спектр мощности сигнала даст чёткую индикацию присутствия сетевой помехи в виде импульса или пика на частоте 50 или 60 Гц; однако, если существуют гармоники, то они проявляются в виде дополнительных пиков на частотах, кратных основной частоте.

На рисунке 2.3 показан сегмент ЭКГ с сетевой помехой на частоте 60 Гц. Обратите внимание на регулярную, или периодическую, структуру помехи, которая появляется на вершинах волн ЭКГ.

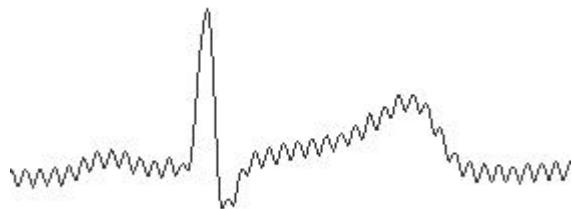


Рисунок 2.3. ЭКГ с сетевой помехой

Поскольку при исследовании сигнала ЭКГ обычно используется полоса пропускания 0,05-100 Гц, которая включает компоненту 60 Гц, использование простого фильтра нижних частот для устранения сетевой помехи не является подходящим решением. Фильтрация нижних частот в ЭКГ с частотой среза ниже 60 Гц может сгладить QRS-комплекс, а также оказывать влияние на характеристики сегментов PQ и ST. Идеальным решением является удаление составляющей 60 Гц без того, чтобы приносить в жертву другие компоненты.

### 2.2.5. Интерференция ЭКГ плода и ЭКГ матери

На рисунке 2.4 показан сигнал ЭКГ, записанный с абдоминальной области беременной женщины. Одновременно на том же рисунке показана ЭКГ, записанная с груди женщины. Сравнивая эти два сигнала, мы видим, что на абдоминальной ЭКГ наблюдаются многочисленные пики (QRS-комплексы), соответствующие материнской ЭКГ (возникающие в те же самые моменты времени, что и QRS-комплексы в грудном отведении), а также несколько других пиков с более низкой амплитудой и с более высокой частотой повторения. QRS-комплексы, которые не являются материнскими, относятся к ЭКГ плода. Обратите внимание, что QRS-комплексы материнской ЭКГ в грудном и в абдоминальном отведениях имеют различную форму, что связано с различием проекций сердечного вектора на разные оси. В связи с тем, что эти два комбинирующиеся сигнала имеют почти одинаковую полосу частот, возникает вопрос: как

можно отделить их друг от друга и получить отдельно ЭКГ плода, которая как раз и является исследуемым сигналом?

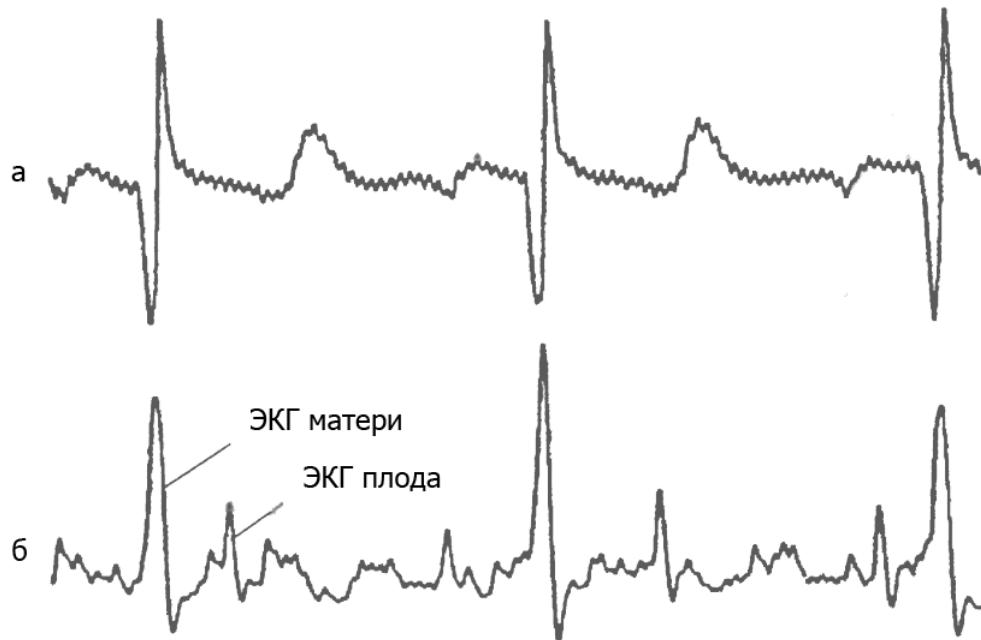


Рис. 2.4. Сигнал ЭКГ беременной женщины: а – с грудного отведения; б – абдоминального отведения. Первое показывает материнскую ЭКГ, в то время как второе содержит комбинацию материнской ЭКГ и ЭКГ плода

### 2.3. Фильтры

Пусть имеется непрерывный сигнал  $x(t)$ , заданный на интервале  $[0, \infty)$ . При переходе к оцифровке происходит следующая операция. Выбирается шаг дискретизации  $T$ , и вместо исходного сигнала получается последовательность  $y[n] = x(nT), n = 0, 1, \dots, M$ . Далее, выбирается формат оцифровки  $r$ . Обычно он бывает кратным 8, хотя это не обязательно. Предположим, что существует такое число  $M$ , что выполнены неравенства:  $-M \leq y[n] \leq M$  для всех  $n$ . Интервал  $[-M, M]$  разбивается на  $2^r$  частей. После этого каждое значение  $y[n]$  заменяется номером интервала, в который попало соответствующее значение. В результате последовательность  $y[n]$  заменяется новой последовательностью  $z[n]$ , но теперь каждый член новой последовательности принимает значения из интервала  $[0, 2^r - 1]$ . При желании вместо указанного представления можно перейти к представлению сигнала целыми числами со знаком.

На каждом из упомянутых шагов происходит огрубление сигнала. Первая задача цифровой обработки заключается в оценке искажения исходного сигнала. Дальнейшая обработка состоит в извлечении из полученного сигнала нужной информации и подавлении шумов. Это

осуществляется с помощью цифровой фильтрации. Даже оцифрованный сигнал занимает много места, и следующий шаг обработки заключается в сжатии сигнала. Обычно имеется в виду сжатие с потерей информации. Здесь важно установить критерии допустимой потери информации. В зависимости от выбранного критерия выбирается способ сжатия. Хотя последовательность бесконечна, в реальных условиях мы имеем дело лишь с конечными последовательностями. В этой связи нужна оценка потерь, связанных с усечением последовательностей.

### 2.3.1. Преобразование Фурье

Важнейшей характеристикой исходного сигнала является его преобразование Фурье [4]. Если исходный сигнал задан функцией  $f(t)$ , заданной на всей оси вещественных чисел, то его преобразование Фурье задается формулой:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-2\pi i \omega t} f(t) dt. \quad (2.10)$$

Функция  $F(\omega)$  или ее модуль трактуется как интенсивность исходного сигнала на частоте  $\omega$ . Обратное преобразование задается аналогичной формулой:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{2\pi i \omega t} F(\omega) d\omega. \quad (2.11)$$

Справедливость указанных формул возможна лишь при определенных ограничениях на исходные функции. В зависимости от наложенных ограничений данным формулам придают различный смысл. Мы не будем уточнять данное обстоятельство, предполагая, что все выполняемые операции типа изменения порядка интегрирования законны. Однако в любом случае при обычном понимании интегрирования необходимым условием является убывание функций на бесконечности. В реальных условиях это ограничение не имеет места, поэтому предварительно нужно ознакомиться со специальным математическим аппаратом, позволяющим в некоторых случаях обойти данное ограничение.

Прежде, чем переходить к изложению этого аппарата, напомним основные свойства преобразования Фурье. Для краткости связь между функцией и ее преобразованием Фурье будем обозначать  $f(t) \Leftrightarrow F(w)$ .

Если  $f(t) \Leftrightarrow F(w)$ ,  $g(t) \Leftrightarrow G(w)$ , то  $af(t) + bg(t) \Leftrightarrow aF(w) + bG(w)$ ,  $f(t - a) \Leftrightarrow e^{-2\pi i wa} F(w)$ .

Сверткой двух функций называется функция  $h(t) = f(t) * g(t)$ , заданная формулой:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t-x)g(x)dx. \quad (2.12)$$

Имеет место соотношение  $h(t) \Leftrightarrow F(w)G(w)$ . Двойственное соотношение имеет вид  $f(t)g(t) \Leftrightarrow F(w)*G(w)$ . Вообще говоря, не предполагается, что функция  $f(t)$  - вещественная. Если же это так, то  $F(-w) = \bar{F}(w)$ ,  $f'(x) \Leftrightarrow 2\pi w i F(w)$ . Эта формула получается формальным дифференцированием под знаком интеграла в (2.10).

### 2.3.2. Дискретное преобразование Фурье (ДПФ)

Установим свойства дискретного преобразования Фурье аналогичные свойствам непрерывного преобразования. Как обычно, преобразования типа почлененного интегрирования ряда, перестановки порядка суммирования и тому подобные будут проводится без какого-либо обоснования. Предполагается, что соответствующие функции обладают необходимыми свойствами.

Основное определение дискретного преобразования Фурье:

$$X(w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-2\pi i w n}. \quad (2.13)$$

Как уже отмечалось, ДПФ является периодической функцией. В дальнейшем при изложении свойств ДПФ будем предполагать, что  $S = 1$ . В этом случае период ДПФ равен 1. Обратное преобразование получается почленным интегрированием ряда. Если  $X(w) \Leftrightarrow x[n]$ , то обратное преобразование задается формулой  $x[n] = \int_0^1 X(w)e^{2\pi i n w} dw$ . Данная формула вытекает из соотношения: интеграл  $\int_0^1 e^{2\pi i m t} dt$  равен 0 при  $m \neq 0$  и 1 иначе.

Свертка двух последовательностей определяется формулой:

$$z_n = x_n * y_n, \quad z_n = \sum_k x_{n-k} y_k. \quad (2.14)$$

ДПФ от свертки двух последовательностей равняется произведению из преобразований Фурье, а ДПФ от произведения двух последовательностей есть свертка их преобразований Фурье.

Найдем преобразование от произведения последовательностей.  
Имеем:

$$x[n] y[n] = \int_0^1 X(u) e^{2\pi i n u} du \int_0^1 Y(v) e^{2\pi i n v} dv = \int_0^1 \int_0^1 Y(v) X(u) e^{2\pi i n(u+v)} du dv. \quad (**)$$

В силу периодичности подынтегральных функций, получим:

$$\int_0^1 e^{2\pi i n w} \int_0^1 Y(w-u) X(u) du . \quad (**)$$

Найдем ДПФ от свертки. По определению ДПФ  $X(w) = \sum_n x[n] e^{-2\pi i w n}$ ,  $Y(w) = \sum_k y[k] e^{-2\pi i w k}$ . Перемножая эти ряды и собирая коэффициенты при одинаковых степенях, получим  $X(w)Y(w) = \sum_n z[n] e^{-2\pi i w n}$

Отметим очевидные следствия вещественности исходной последовательности:  $\bar{X}(w) = X(-w)$ .

### 2.3.3. Линейные инвариантные системы

Рассматриваются последовательности  $\{x[n]\}$ . Очевидным образом определяются сумма последовательностей и произведение на число. В результате сдвига получается новая последовательность  $z[n] = x[n-a]$ . Дальнейшее работа с последовательностью, полученной в результате дискретизации, заключается в преобразовании с помощью различных устройств.

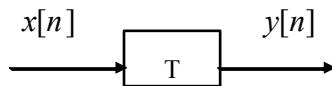


Рисунок 2.5. Преобразующая система

Система  $T$  осуществляет это преобразование:  $T\{x[n]\} = \{y[n]\}$ . отметим, что выходная последовательность является функцией от всей входной последовательности, то есть каждый член входной последовательности зависит, вообще говоря, от всех членов входной последовательности.

Система  $T$  называется инвариантной, если  $T\{x[n-a]\} = \{y[n-a]\}$  для любого  $a$ .

Точечные системы:  $T(x[n]) = f(x[n])$ , где  $f$  – произвольная функция, являются инвариантными.

Для произвольного фиксированного  $M$ , инвариантная система  $y[n] = n \sum_{k=1}^M x[n-k]$  не будет инвариантной. Примем  $z[n] = x[n-a]$ .

Согласно определению:

$$y'[n] = n \sum_{k=1}^M z[n-k] = n \sum_{k=1}^M x[n-k-a] \neq y[n-a]. \quad (**)$$

Таким образом, система называется линейной инвариантной (ЛИС), если она линейна и инвариантна.

### 2.3.4. Цифровые фильтры

Цифровые фильтры являются частным случаем линейных инвариантных систем (ЛИС). Существенное ограничение связано с физической реализуемостью системы.

Система называется физически реализуемой, если сигнал на выходе в момент времени  $t$  зависит от входных сигналов в моменты времени  $\leq t$ .

Пусть имеется ЛИС  $T$ . Рассмотрим сосредоточенную в одной точке последовательность  $\Delta$ :  $\Delta[0] = 1, \Delta[t] = 0, t \neq 0$ . Пусть  $T\{\Delta\} = \{h[n]\}$ , а по определению  $\Delta_k[t] = \Delta[t-k]$ . Для произвольной последовательности  $\{x[n]\}$  справедливо разложение  $\{x[n]\} = \sum_k x[k] \Delta_k$ . В силу линейности  $T\{x[n]\} = \sum_k x[k] T\{\Delta_k\}$ , а в силу инвариантности  $T\{\Delta_k\} = \{h[n-k]\}$ .

Окончательно, если  $\{y[n]\} = T\{x[n]\}$ , то

$$y[n] = \sum_k x[k] h[n-k] \quad (2.15)$$

Другими словами, реакция на любую последовательность получается с помощью свертки этой последовательности и последовательности  $\{h[n]\}$ , называемой импульсной реакцией или функцией отклика.

Если имеются две последовательно соединенных ЛИС, то в силу ассоциативности операции свертки, результирующая функция отклика получается как свертка функций отклика отдельных систем. Отсюда следует неожиданный вывод о коммутативности последовательного соединения. При параллельном соединении в качестве функции отклика получаем сумму функций, отвечающих отдельным слагаемым.

Вообще говоря, сумма в (2.15) бесконечная. Чтобы она имела смысл, надо ввести дополнительные ограничения.

Система (2.15) называется устойчивой, если она переводит любую ограниченную последовательность в ограниченную.

Система устойчива тогда и тогда и только тогда, когда

$$\sum |h[n]| < \infty \quad (2.16)$$

Достаточность условия очевидна. Для доказательства необходимости заметим, что функция отклика ограничена, поскольку это реакция на ограниченную последовательность. Возьмем в качестве входной последовательности  $x[n] = \frac{\bar{h}[-n]}{|h[-n]|}$ , если  $h[n] \neq 0$ . Реакция в нуле на эту последовательность имеет вид  $y[0] = \sum_k x[-k]h[k] = \sum |h[k]|$ .

Пусть имеется ЛИС с функцией отклика  $\{h[n]\}$ , на вход которой подается  $\{x[n]\}$ , а на выходе получается последовательность  $\{y[n]\}$ . Переходя в (2.15) к преобразованиям Фурье, получим

$$Y(w) = H(w)X(w) \quad (2.17)$$

Уравнение (2.17) является основным в теории фильтрации. Функция  $H(w)$  называется передаточной функцией фильтра. Если выборка велась с частотой  $1/T$ , то  $H(w)$  будет периодической функцией с периодом  $1/T$ . Если последовательность  $\{h[n]\}$  - вещественная, то  $\bar{H}(w) = H(-w)$ . Отсюда следует, функция  $|H(w)|$  является симметричной. В этой связи эту функцию рассматривают лишь на интервале  $[0, \frac{1}{2T}]$  и изображают модуль, так как он определяет коэффициент усиления на каждой из частот.

### 2.3.5. КИХ фильтры

Предположим, что в последовательности  $\{h[n]\}$  лишь конечное число элементов отличны от нуля. В этом случае фильтр называется фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ, FIR). В этом случае

$$y[n] = \sum_{k=M}^L h[k]x[n-k]$$

Переходя к преобразованиям Фурье и учитывая, что  $x[n] \Leftrightarrow X(w) \Rightarrow x[n-k] \Leftrightarrow e^{-2\pi ikw} X(w)$ , получим, что  $Y(w) = \sum_{k=M}^L h[k]e^{-2\pi ikw} X(w)$ . Другими словами, передаточная функция фильтра имеет вид

$$H(w) = \sum_{k=L}^M h[k] e^{-2\pi i k w} \quad (2.18)$$

### 2.3.6. Z-преобразование. Фильтры первого порядка

Иногда вместо преобразования Фурье используют z-преобразование. Оно определяется формулой

$$X(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] z^{-k} \quad (2.19)$$

В формуле (2.19) ряд является формальным, если же он сходится, то определяет аналитическую функцию. Для z-преобразования справедливы аналоги свойств, доказанных для преобразования Фурье. Это же относится и к передаточной функции фильтра. В случае фильтра с бесконечным временем отклика

$$Y(z) = \frac{\sum_{k=L}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} X(z) \quad (2.20)$$

Формула (2.20) удобна в том случае, когда переменная  $z$  может принимать любые значения на комплексной плоскости. Еще раз обратим внимание на то, что в формуле (2.20) предполагается, что ряд для  $X(z)$  имеет лишь конечное число ненулевых коэффициентов при положительных степенях. В этом случае мы можем в явной форме получить члены выходной последовательности.

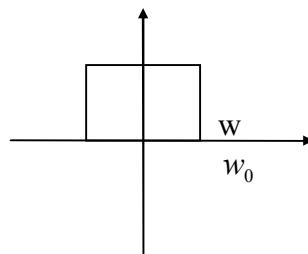


Рис. 2.6. Передаточная функция идеального фильтра

Под идеальным фильтром понимается фильтр, у которого передаточная функция имеет прямоугольную форму. Покажем, что такой фильтр не является физически реализуемым. Действительно, если

$$H(w) = \sum_k a_k e^{-2\pi i w k}, \text{ то } a_k = \int_{-w_0}^{w_0} e^{2\pi i w k} dw, \text{ откуда вытекает, что бесконечное}$$

число слагаемых отличны от нуля как с отрицательными, так и с положительными индексами. Это означает, что в передаточной функции присутствуют слагаемые, как до момента измерения, так и после. Если бы число слагаемых "после" было бы конечным, то дело свелось бы лишь к временной задержке.

Рассмотрим фильтр вида:

$$y[n] = ay[n-1] + \sum_{k=L}^M b_k x[n-k] \quad (2.21)$$

Это общий вид фильтра первого порядка. Его передаточная функция имеет вид:

$$Y(w) = \frac{\sum_{k=L}^M b_k e^{-2\pi i w k}}{1 - a e^{-2\pi i w}} X(w), \quad |w| \leq 1/2 \quad (2.22)$$

Первый вопрос связан с устойчивостью фильтра. Переходя к z-преобразованию видим, что все сводится к сходимости ряда  $\frac{1}{1 - az^{-1}}$  при  $z = 1$ , которая имеет место тогда и только тогда, когда  $|a| < 1$ . В простейшем случае при  $L = M = 0$  передаточная функция фильтра принимает вид  $\frac{b_0}{1 - a e^{-2\pi i w}}$ . В зависимости от знака  $a$  график модуля имеет вид фильтра низких или высоких частот (фильтр низких частот пропускает низкие частоты).

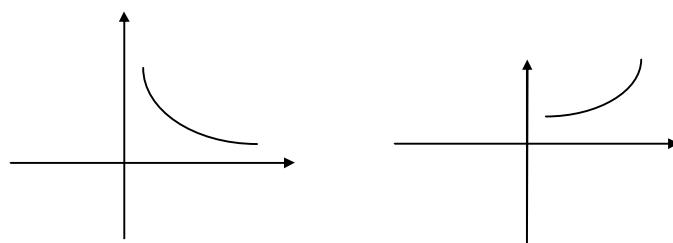


Рисунок 2.7. Передаточные функции фильтров первого порядка

### 2.3.7. Фильтры второго и высших порядков

Примером фильтра второго порядка является фильтр:

$$y[n] = -a_1 y[n-1] - a_2 y[n-2] + b x[n]. \quad (2.23)$$

Рассматриваем только вещественный случай. Переходя к z-преобразованию, получим:  $Y(z) = \frac{b}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} X(z)$ . Найдя корни многочлена в знаменателе, перепишем:

$$Y(z) = \frac{b}{(1 - e_1 z^{-1})(1 - e_2 z^{-1})} X(z). \quad (**)$$

Это означает, что фильтр есть последовательное соединение двух фильтров первого порядка. Для устойчивости достаточно потребовать, чтобы все корни были по модулю меньше единицы. Это означает, что  $|e| = |-a_1/2 \pm \sqrt{a_1^2/4 - a_2}| < 1$ . Рассмотрим вещественный случай:  $a_1^2/4 - a_2 \geq 0$ . Это область под параболой. Условие на модуль первого корня имеет вид  $-1 + a_1/2 < \sqrt{a_1^2/4 - a_2} < 1 + a_1/2$ . Возводя второе неравенство в квадрат, получим  $1 + a_1 + a_2 > 0$ . Для выполнения первого из неравенств достаточно чтобы  $a_1 < 2$ . Аналогичное рассмотрение условия на второй корень дает  $1 - a_1 + a_2 > 0$ . Окончательно, область имеет форму. Для комплексных корней  $a_1^2/4 - a_2 < 0$ . Кроме того, квадрат модуля корня равен  $a_2$ , откуда вытекает, что  $a_2 < 1$ . Объединяя обе области, получаем треугольник устойчивости (рис. 2.8).

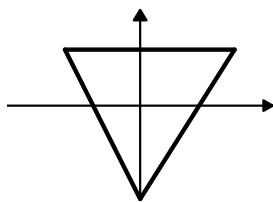


Рисунок 2.8. Треугольник устойчивости фильтра

Другими словами, если точка с координатами  $(a_1, a_2)$  попадает внутрь треугольника, соответствующий фильтр будет устойчивым.

Предположим, что передаточная функция фильтра имеет вид:

$$H(z) = \frac{p(z^{-1})}{q(z^{-1})}, \quad (**)$$

где в числителе и знаменателе стоят вещественные многочлены, причем  $q(z)$  имеет степень выше двух.

В этом случае имеет место разложение  $q(z) = q_1(z) \cdots q_s(z)$  на неприводимые многочлены первой и второй степеней с вещественными коэффициентами, а сам фильтр можно заменить последовательным соединением  $s$  фильтров. Если  $q(z) = q_1(z)q_2(z)$  и сомножители взаимно простые, то для некоторых многочленов  $1 = p_2(z)q_1(z) + p_1(z)q_2(z)$ . Отсюда следует, что  $\frac{p_1(z)}{q_1(z)} + \frac{p_2(z)}{q_2(z)} = \frac{1}{q(z)}$ . Другими словами, фильтр можно представить как параллельное соединение двух фильтров. Построив базисные фильтры второго и первого порядка, можно с их помощью реализовать фильтр любого порядка.

### 2.3.8. Полосовой фильтр

Полосно-пропускающий фильтр – фильтр, который пропускает частоты, находящиеся в некоторой полосе частот.

Полосовой фильтр – линейная система и может быть представлен в виде последовательности, состоящей из фильтра нижних частот и фильтра верхних частот.

Идеальные полосовые фильтры характеризуются двумя характеристиками:

- нижняя частота среза;
- верхняя частота среза.

В свою очередь, реализация полосового фильтра характеризуется шестью характеристиками:

- нижняя граница частоты пропускания;
- верхняя граница частоты пропускания;
- нижняя граница частоты задержания;
- верхняя граница частоты задержания;
- максимальное подавление в полосе пропускания;
- минимальное подавление в полосе подавления.

### 2.3.9. Полосно-заграждающий фильтр

Полосно-заграждающий фильтр (режекторный) – электронный или любой другой фильтр, не пропускающий колебания некоторой определённой полосы частот, и пропускающий колебания с частотами, выходящими за пределы этой полосы. Эта полоса подавления характеризуется шириной полосы заграждения и расположена приблизительно вокруг центральной частоты  $\omega_0$  (рад/с) подавления, или

$f_0 = \omega_0 / 2\pi$  (Гц). Заграждающий фильтр, предназначенный для подавления одной определённой частоты, называется узкополосным заграждающим фильтром.

### 2.3.10. Гребенчатый фильтр

Гребенчатый фильтр – электронный фильтр, при прохождении сигнала через который к нему добавляется он сам с некоторой задержкой. В результате получается фазовая компенсация. АЧХ гребенчатого фильтра состоит из ряда равномерно распределённых пиков, так что она выглядит как решётка.

В цифровых системах, фильтр задаётся следующим уравнением:

$$y[n] = ax[n] + bx[n - \tau] + cy[n - \tau], \quad (2.24)$$

где  $\tau$  – запаздывание.

Гребенчатый фильтр представляет собой линейную стационарную систему. Его передаточная функция определяется как:

$$H(\omega) = \frac{a + be^{-i\omega\tau}}{1 - ce^{-i\omega\tau}}. \quad (2.25)$$

## 2.4. Фильтрация во временной области

### 2.4.1. Синхронное усреднение

В случае, когда спектры сигнала и шума перекрываются, линейные фильтры оказываются неэффективными. Отделить повторяющийся сигнал от шума без искажения самого сигнала можно с использованием синхронного усреднения. Записи определённых отрезков сигналов ПСС и ССВП могут быть получены многократно путём повторения подачи стимулов; далее они могут быть усреднены с использованием стимулирующего сигнала для их синхронизации (выравнивания). Сигнал ЭКГ можно отфильтровать, определив сначала позиции QRS-комплексов и далее используя эти позиции для выравнивания кардиоциклов перед выполнением синхронного усреднения. Если шум является случайным процессом с нулевым средним и не коррелирован с сигналом, то усреднение улучшит отношение сигнал-шум.

Пусть  $y_k(n)$  представляет собой одну реализацию сигнала, где  $k = 1, 2, \dots, M$  – это номер реализации в ансамбле, а  $n = 1, 2, \dots, N$  – индекс отсчётов. (Некоторые авторы используют в качестве индекса дискретизованного сигнала обозначение  $nT$ ,  $T = 1/f_s$  – интервал дискретизации, где  $f_s$  – это

частота дискретизации; мы в этой книге будем использовать просто  $n$ , номер отсчёта.)  $M$  – это количество доступных копий сигнала, а  $N$  – количество отсчётов в каждой копии этого сигнала (в каждом событии). Мы можем выразить наблюдаемый сигнал как:

$$y_k(n) = x_k(n) + \eta_k(n), \quad (2.26)$$

где  $x_k(n)$  представляет собой исходный неискажённый сигнал и  $\eta_k(n)$  представляет собой шум в  $k$ -й копии наблюдаемого сигнала.

Теперь, если для каждого момента времени  $n$  мы сложим  $M$  копий сигнала, получим:

$$\sum_{k=1}^M y_k(n) = \sum_{k=1}^M x_k(n) + \sum_{k=1}^M \eta_k(n), \quad (2.27)$$

где  $n = 1, 2, \dots, N$ .

Если повторяющиеся реализации сигнала идентичны и выровнены по времени, то  $\sum_{k=1}^M x_k(n) = Mx(n)$ . Если шум является случайным и имеет нулевое среднее и дисперсию  $\sigma_\eta^2$ , то  $\sum_{k=1}^M \eta_k(n)$  будет стремиться к нулю по мере увеличения  $M$ . При этом его дисперсия будет составлять  $M\sigma_\eta^2$ . Среднеквадратичное значение шума в усреднённом сигнале будет  $\sqrt{M}\sigma_\eta$ . Таким образом, отношение сигнал-шум в сигнале будет увеличиваться с коэффициентом  $M/\sqrt{M}$  или  $\sqrt{M}$ . Чем больше количество усредняемых эпох или реализаций, тем лучше будет отношение сигнал - шум для результата. Заметим, что синхронное усреднение является разновидностью усреднения по ансамблю.

Алгоритм синхронного усреднения можно представить следующим образом:

1. Получить некоторое количество реализаций исследуемого сигнала или события;
2. Определить опорную точку для каждой реализации сигнала. Эта точка доступна непосредственно, если сигнал получается благодаря внешней стимуляции (например, в случае ПСС или ССВП), или может быть получена путём обнаружения повторяющихся событий в сигнале, если сигнал является квазипериодическим (как например QRS-комплекс в ЭКГ или составляющие S1 и S2 в сигнале ФКГ);
3. Извлечь фрагменты сигнала, относящиеся к исследуемому событию, и сложить их в буфере. Отметим, что разные фрагменты сигнала могут иметь различные длительности. Выравнивание разных реализаций

по точке синхронизации очень важно; конечные части всех сигналов обычно выровнять не удается;

4. Поделить получившийся в буфере результат на количество просуммированных реализаций.

#### **2.4.2. Фильтры скользящего среднего**

Когда ансамбль из нескольких реализаций события недоступен, синхронное усреднение становится невозможным. В этом случае мы вынуждены использовать для устранения помех временное усреднение, предполагая, что исследуемый процесс является эргодическим, т. е. вместо статистик по ансамблю могут быть использованы статистики по времени. Поскольку статистики по времени вычисляются с использованием нескольких отсчётов сигнала по оси времени и для получения выходного сигнала в различные моменты времени временное окно отсчётов продвигается вдоль оси времени, такая процедура фильтрации в общем виде называется усреднением с помощью фильтра скользящего среднего (СС); термин фильтр скользящего среднего является общепринятым. Общая форма фильтра СС задаётся следующим образом:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) \quad (2.28)$$

где  $x$  и  $y$  – входной и выходной сигналы фильтра соответственно. Величины  $b_k$  представляют собой коэффициенты фильтра или веса,  $k = 0, 1, 2, \dots, N$ , где  $N$  – это порядок фильтра.

Операция деления на число используемых отсчётов ( $N + 1$ ) учитывается в значениях коэффициентов фильтра. Структурная схема обобщённого фильтра СС показана на рисунке 2.9.

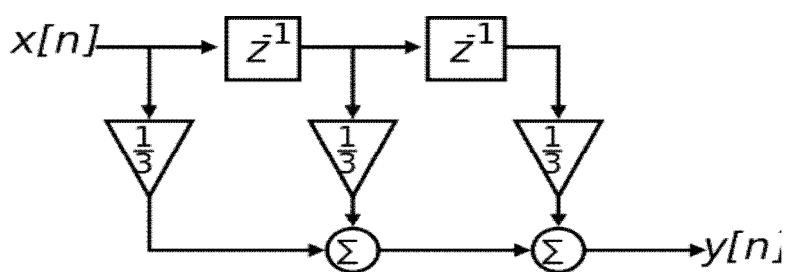


Рис. 2.9. Структурная схема фильтра скользящего среднего

Применяя z-преобразование, получаем передаточную функцию  $H(z)$  фильтра в виде:

$$H(z) = \frac{X(z)}{Y(z)} = \sum_{k=0}^N b_k z^{-k}, \quad (2.29)$$

где  $X(z)$  и  $Y(z)$  являются  $z$ -преобразованиями от  $x(n)$  и  $y(n)$  соответственно.

Простым фильтром СС для фильтрации помех является фильтр СС фон Ганна (von Harm) или Хеннинга (Hanning), задаваемый выражением:

$$y(n) = \frac{1}{4}[x(n) + 2x(n-1) + x(n-2)]. \quad (2.30)$$

Структурная схема фильтра Хеннинга показана на рисунке 2.10. Импульсную характеристику этого фильтра можно получить при условии  $x(n) = \delta(n)$ ; она имеет вид:

$$h(n) = \frac{1}{4}[\delta(n) + 2\delta(n-1) + \delta(n-2)]. \quad (2.31)$$

Передаточная функция фильтра Хеннинга определяется выражением:

$$H(z) = \frac{1}{4}(1 + 2z^{-1} + z^{-2}). \quad (2.32)$$

Эта передаточная функция имеет двойной нуль при  $z = -1$ .

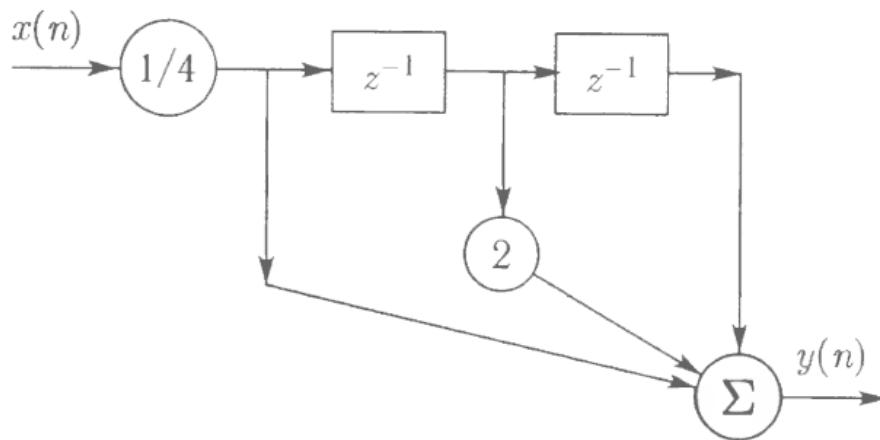


Рис. 2.10. Структурная схема фильтра Хеннинга

Фильтр СС представляет собой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и имеет следующие атрибуты и достоинства:

- импульсная характеристика  $h(k)$  имеет конечное число членов:  $h(k) = b_k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, N$ ;
- КИХ-фильтр может быть реализован нерекурсивно, т. е. без обратной связи;
- выход фильтра зависит только от текущего отсчёта входного сигнала и от нескольких последних входных отсчётов;
- фильтр представляет собой просто набор весовых коэффициентов и операций задержки;
  - передаточная функция фильтра не имеет полюсов за исключением  $z = 0$ , т. е. фильтр по своей природе является устойчивым;
  - фазовая характеристика фильтра является линейной при условии, что набор весовых коэффициентов фильтра является симметричным или антисимметричным.

Частотная характеристика фильтра получается путём подстановки  $z = e^{j\omega T}$  в выражение для  $H(z)$ , где  $T$  – интервал дискретизации в секундах, а  $\omega$  - частота в радианах.  $\omega = 2\pi f$ , где  $f$  – циклическая частота в Гц. Заметим, что мы можем положить  $T = 1$  и иметь дело с нормализованной частотой в диапазоне  $0 \leq \omega \leq 2\pi$  и  $0 \leq f \leq 1$ ; тогда  $f = 1$  или  $\omega = 2\pi$  представляют собой частоту дискретизации; при этом более низкие значения частот будут представлять нормализованные частоты в пределах частоты дискретизации.

Частотная характеристика фильтра Хенninga задаётся выражением:

$$H(\omega) = \frac{1}{4} [1 + 2e^{-j\omega} + e^{-j2\omega}]. \quad (2.33)$$

Амплитудные и фазовые характеристики задаются как:

$$|H(\omega)| = \left| \frac{1}{2} \{1 + \cos(\omega)\} \right|, \quad \angle H(\omega) = -\omega. \quad (2.34)$$

Амплитудная и фазовая частотные характеристики фильтра Хеннига показаны на рисунке 2.11. Хорошо видно, что данный фильтр является фильтром низких частот с линейной фазовой характеристикой.

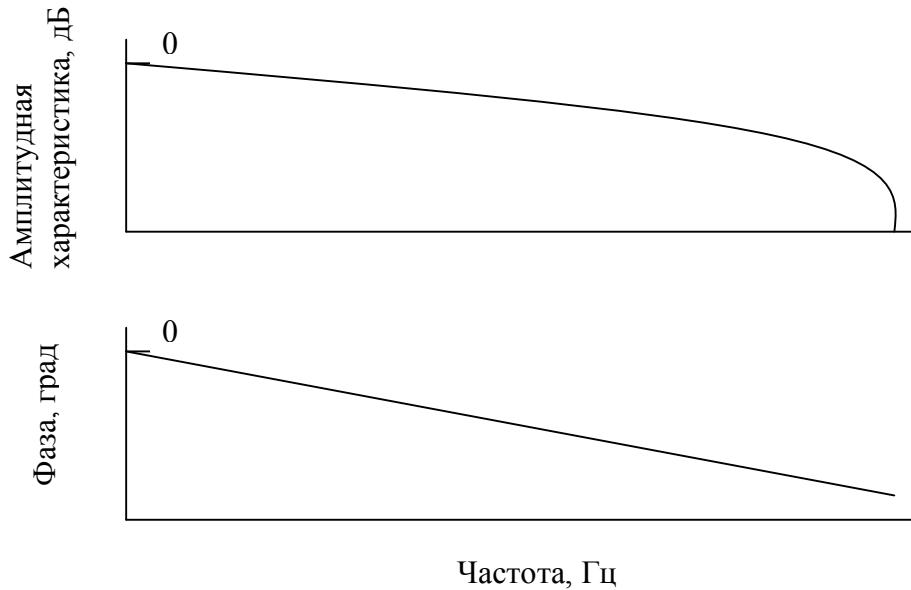


Рис. 2.11. Амплитудная и фазовая частотные характеристики фильтра Хеннинга

Из амплитудной характеристики фильтра Хеннинга (рис. 2.11) хорошо видно, что компоненты ниже примерно 20% от частоты дискретизации, равной 1000 Гц, уменьшаются по амплитуде более чем на 3 дБ, что составляет меньше половины от их уровня на входе. Высокочастотные компоненты в полосе ниже 40% от частоты дискретизации подавляются более чем на 20 дБ по отношению к их входному уровню. Фильтр будет выполнять адекватную фильтрацию сигнала ЭКГ, дискретизованного с частотой 200 Гц, с коэффициентом усиления ниже -20 дБ за пределами частоты 80 Гц. Однако, если сигнал дискретизован с частотой 1000 Гц (как в данном примере), коэффициент усиления останется выше -20 дБ для частот вплоть до 400 Гц; такой фильтр низких частот не годится для адекватной фильтрации сигнала ЭКГ, но может подойти для других сигналов, например для ФКГ или ЭМГ.

#### **2.4.3. Операторы для устранения низкочастотных артефактов, основанные на производной**

Оператор производной во временной области удаляет постоянную составляющую входного сигнала. При использовании оператора производной большие изменения во входном сигнале ведут к высоким значениям выходного сигнала. Лучшее понимание операции дифференцирования можно получить, изучая его преобразование в частотной области.

Идеальный оператор  $d/dt$  во временной области приводит к умножению преобразования Фурье первоначального сигнала на  $j\omega = j2\pi f$  в частотной области. Если  $X(f)$  представляет собой преобразование Фурье сигнала  $x(t)$ , то преобразование Фурье от  $dx/dt$  соответствует  $j2\pi f X(f)$  или  $j\omega X(\omega)$ . Частотная характеристика этой операции соответствует  $H(\omega) = j\omega$ . Можно видеть, что коэффициент усиления частотной характеристики линейно возрастает с частотой, начиная с  $H(\omega) = j\omega$  при  $\omega = 0$ . Таким образом, постоянная составляющая удаляется оператором производной, а более высокие частоты линейно усиливаются: операция представляет собой фильтр верхних частот. Оператор производной может использоваться для устранения постоянной составляющей и подавления низкочастотных компонент, а также для усиления высокочастотных компонент.

Легко убедиться, что оператор второй производной  $d^2/dt^2$  имеет частотную характеристику  $H(\omega) = \omega^2$  с квадратичным возрастанием коэффициента усиления для более высоких частот. Оператор производной второго порядка может использоваться для получения ещё более существенного усиления высоких частот, чем оператор производной первого порядка; первый из них может быть реализован как каскадное соединение двух операторов последнего типа.

При цифровой обработке базовое определение производной даётся оператором первой разности:

$$y(n) = \frac{1}{T}[x(n) - x(n-1)]. \quad (2.35)$$

Коэффициент усиления, содержащий интервал дискретизации  $T$ , требуется для того, чтобы получить скорость изменения сигнала по отношению к истинному времени. Передаточная функция этого оператора будет иметь вид:

$$H(z) = \frac{1}{T}(1 - z^{-1}). \quad (2.36)$$

Фильтр имеет нуль при  $z = 0$ , что соответствует постоянной составляющей.

$$|H(\omega)| = \frac{2}{T} \left| \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \right|, \quad \angle H(\omega) = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega}{2}. \quad (2.37)$$

Частотная и фазовая характеристики оператора первой разности показаны на рис. 2.12. Коэффициент усиления фильтра возрастает для

более высоких частот до частоты свёртывания  $f_s/2$  (половины частоты дискретизации  $f_s$ ).

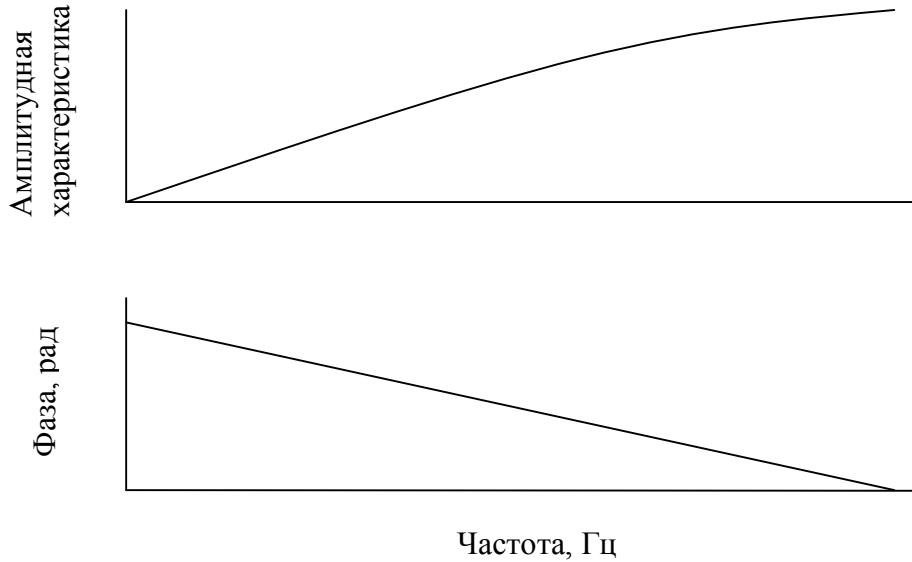


Рис. 2.12. Частотная и фазовая характеристики оператора первой разности

Этот коэффициент усиления можно рассматривать приблизительно равным коэффициенту для идеального оператора дифференцирования, который составляет  $|\omega|$  для низких значений  $\omega$ . Если в сигнале присутствует высокочастотный шум, то он будет существенно усилен: результат будет, таким образом, очень зашумлён.

Проблема усиления шума оператором первой разности, задаваемым выражением (2.28), может быть преодолена путём использования среднего двух последовательных выходных отсчётов:

$$y_3(n) = \frac{1}{2T} [x(n) - x(n-2)]. \quad (2.38)$$

Передаточная функция описанного выше оператора, известного как трёхточечная центральная разность, определяется выражением

$$H(z) = \frac{1}{2T} (1 - z^{-2}). \quad (2.39)$$

Обратите внимание, что передаточная функция трёхточечной центральной разности – это произведение передаточных функций простого оператора первой разности и двухточечного фильтра СС. Следовательно, оператор трёхточечной центральной разности может быть реализован

путём каскадного соединения простого оператора первой разности и двухточечного фильтра СС.

Амплитудная и фазовая характеристики оператора трёхточечной центральной разности показаны на рисунке 2.13. Передаточная функция имеет нули при  $z = 1$  и при  $z = -1$ , где последний нуль приравнивает к нулю коэффициент усиления при частоте свёртывания: оператор представляет собой полосовой фильтр. Хотя данный оператор не имеет проблемы усиления шума, характерной для оператора первой разности, аппроксимация операции  $d/dt$  становится неудовлетворительной на частотах выше  $f_s/10$ .

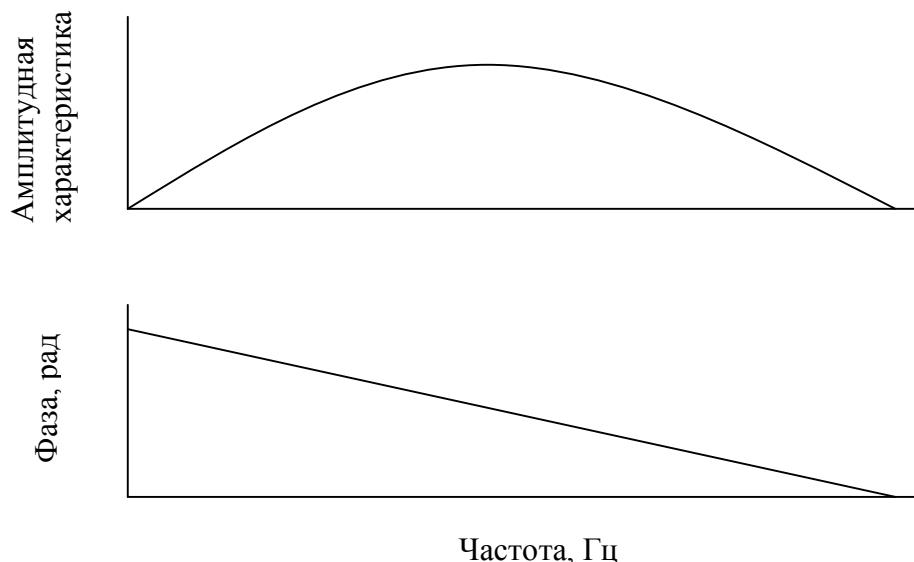


Рис. 2.13. Амплитудная и фазовая характеристики оператора трёхточечной центральной разности

Недостатком операторов первой разности и трёхточечной центральной разности является то, что фактически их амплитудные характеристики имеют низкие значения для значительной части частот далеко за пределами полосы, относящейся к дрейфу изолинии. Для оператора первой разности нуль при  $z = 1$  необходим для устранения постоянной составляющей и очень низких частот. Однако было бы желательно поддерживать достаточно высокие уровни компонент, присутствующих в сигнале при частотах выше  $0,5 - 1$  Гц, т. е. было бы желательно иметь коэффициент усиления фильтра близким к единице после частоты примерно 0,5 Гц.

Коэффициент усиления фильтра при каких-то частотах может быть увеличен путём размещения полюсов в соответствующих местах вдоль единичной окружности на  $z$ -плоскости. Для обеспечения устойчивости

фильтра эти полюса должны быть размещены внутри единичной окружности. Поскольку мы заинтересованы в поддержании высокого коэффициента усиления при очень низких частотах, мы можем поместить полюс на реальную ось (нулевую частоту), предположим, при значении  $z = 0,995$ . Передаточная функция такого модифицированного фильтра первой разности будет тогда задаваться выражением:

$$H(z) = \frac{1}{T} \left[ \frac{z - 1}{z - 0,995} \right]. \quad (2.40)$$

Соотношение вход-выход во временной области будет определяться разностным уравнением:

$$y(n) = \frac{1}{T} [x(n) - x(n-1)] + 0,995 y(n-1). \quad (2.41)$$

Две эквивалентные структурные схемы этого фильтра показаны на рисунке 2.14. Данный фильтр уже не является КИХ-фильтром.

Форма  $H(z)$  в уравнении (2.34) с переменной  $z$  помогает в понимании графического метода оценки частотной характеристики фильтров, заданных в дискретновременной области. Частотные характеристики системы получают путём оценки его передаточной функции в различных точках на единичной окружности  $z$ -плоскости, т. е. полагая  $z = \exp(j\omega)$  и оценивая  $H(z)$  для различных величин переменной частоты  $\omega$ . Числитель в выражении (2.34) представляет собой векторное расстояние между какой-либо точкой на  $z$ -плоскости и нулём при  $z = 1$ ; знаменатель лаёт расстояние до полюса при  $z = 0,995$ . Амплитудная передаточная функция системы для какого-либо определённого значения  $z$  получается как произведение расстояний от соответствующей точки на  $z$ -плоскости до всех нулей передаточной функции, поделенное на произведение расстояний до всех полюсов. Фазовая характеристика получается как сумма всех углов для векторов, соединяющих точку со всеми нулями, минус сумма всех углов для векторов, соединяющих точку со всеми полюсами. Очевидно, что амплитудная характеристика фильтра, заданного выражением (2.34), равна нулю при  $z = 1$ , благодаря присутствию нуля в этой точке. Более того, для величин  $z$ , отличных от  $z = 1$ , расстояние до нуля при  $z = 1$  и до полюса при  $z = 0,995$  будет почти одинаково; следовательно коэффициент усиления фильтра будет близок к единице для частот, больших чем примерно 1 Гц. Амплитудная и фазовая характеристики этого фильтра показаны на рис. 2.13 и подтверждают эти наблюдения: фильтр представляет собой фильтр верхних частот с нелинейной фазой.

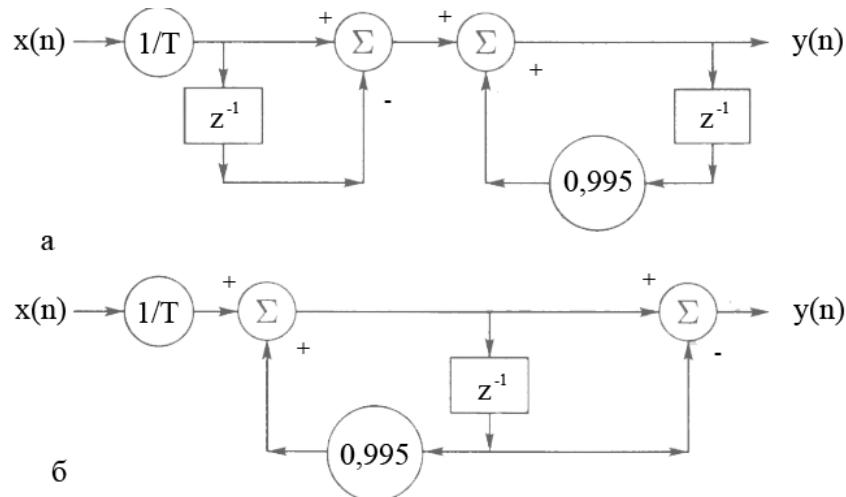


Рисунок 2.14. Две эквивалентные структурные схемы фильтра для устранения низкочастотной помехи или дрейфа изоэлектрической линии: а – используются две задержки; б – только одна задержка

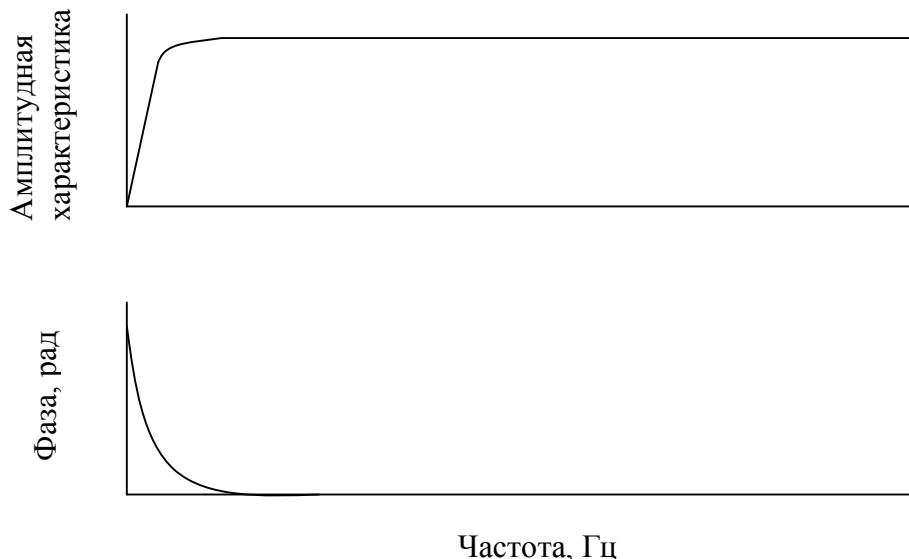


Рисунок 2.15. Амплитудная и фазовая характеристики фильтра для устранения низкочастотной помехи или дрейфа изоэлектрической линии

## 2.5. Фильтрация в частотной области

Фильтры, описанные в предыдущем разделе, выполняют относительно простые операции во временной области. Хотя нами и рассматривались характеристики этих фильтров в частотной области, эти операторы не были специально разработаны так, чтобы в результате обладать какой-нибудь определённой частотной характеристикой. В частности, частотная характеристика фильтра СС оказалась не особенно привлекательной: ослабление в полосе задержки было невысоким и не

было равномерным, а коэффициент усиления был ниже -20 дБ только вблизи нулей передаточной функции.

Для получения фильтра с заданной частотной характеристикой, соответствующей фильтру верхних частот, фильтру верхних частот, полосовому фильтру или режекторному фильтру, разработка фильтра может выполняться в частотной области. Фильтры, работающие в частотной области, могут быть реализованы программно после получения преобразования Фурье входного сигнала, либо могут быть преобразованы в эквивалентные фильтры, работающие во временной области, и применены непосредственно к отсчётам входного сигнала.

### **2.5.1. Устранение высокочастотных шумов: фильтры нижних частот Баттервортса**

Фильтр Баттервортса, возможно, является наиболее широко используемым фильтром в частотной области, благодаря его простоте и максимально плоской амплитудной характеристике в полосе пропускания. Для фильтра нижних частот Баттервортса порядка N первые  $2N - 1$  производных от квадрата амплитудно-частотной характеристики равны нулю при  $\Omega = 0$ , где  $\Omega$  представляет собой аналоговую частоту в радианах. Амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттервортса является монотонной как в полосе пропускания, так и в полосе задержки.

Базовая функция фильтра нижних частот Баттервортса задаётся следующим выражением

$$|H_a(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + (j\Omega / j\Omega_c)^{2N}}, \quad (2.42)$$

где  $H_a$  является частотной характеристикой аналогового фильтра и  $\Omega_c$  – частотой среза (рад/с).

Фильтр Баттервортса полностью определяется его частотой среза  $\Omega_c$  и порядком N. С увеличением порядка N частотная характеристика фильтра становится более плоской в полосе пропускания, а переходная полоса становится короче и круче.  $|H_a(j\Omega_c)|^2 = \frac{1}{2}$  для всех N.

Переходя к переменной Лапласа s, получаем:

$$H_a(s)H_a(-s) = \frac{1}{1 + (s / j\Omega_c)^{2N}}. \quad (2.43)$$

Полюса квадрата передаточной функции расположены на одинаковом расстоянии друг от друга вдоль окружности с радиусом  $\Omega_c$  на плоскости s и распределены симметрично по обеим сторонам мнимой оси

$s = j\Omega$ . На самой мнимой оси нет ни одного полюса; при нечётных значениях  $N$  полюса появляются на вещественной оси. Угловое расстояние между полюсами составляет  $\pi/N$ . Если  $H_a(s)H_a(-s)$  имеет полюс при  $s = s_p$  эта функция также имеет полюс и при  $s = -s_p$ . Более того, для того чтобы коэффициенты фильтра были вещественными, комплексные полюса должны появляться в виде сопряжённых пар. Для получения стабильного каузального фильтра необходимо сформировать передаточную функцию  $H_a(s)$ , имеющую только  $N$  полюсов в левой части  $s$ -плоскости. Положение полюсов на  $s$ -плоскости задаётся выражением:

$$s_k = \Omega_c \exp \left[ j\pi \left( \frac{1}{2} + \frac{2k-1}{2N} \right) \right], \quad k = 1, 2, \dots, 2N. \quad (2.44)$$

После того как определено положение полюсов на  $s$ -плоскости, они могут быть скомбинированы для получения передаточной функции в аналоговом пространстве Лапласа в виде:

$$H_a(s) = \frac{G}{(s - p_1) \dots (s - p_N)}, \quad (2.45)$$

где  $p_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ , являются  $N$  полюсами передаточной функции в левой половине  $s$ -плоскости, а  $G$  представляет собой коэффициент усиления, заданный так, как это необходимо, или нормализованный так, чтобы привести коэффициент усиления для постоянной составляющей ( $s = 0$ ) к единице.

Передаточная функция  $H_a(s)$  может быть отображена на  $z$ -плоскость путём применения билинейного преобразования, т. е. путём подстановки  $s = \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)$ . Передаточная функция  $H(z)$  может быть тогда упрощена до вида:

$$H(z) = \frac{G' (1+z^{-1})^N}{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}}, \quad (2.46)$$

где  $a_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ , являются коэффициентами фильтра или весами (при  $a_0 = 1$ ), а  $G'$  является коэффициентом усиления (обычно рассчитанным так, чтобы получить  $|H(z)| = 1$  для постоянной составляющей, т. е. при  $z = 1$ ).

Обратите внимание, что этот фильтр, благодаря использованию билинейного преобразования, имеет  $N$  нулей при  $z = -1$ . Теперь фильтр имеет знакомую форму БИХ-фильтра. На рисунках 2.16 и 2.17 показаны две формы реализации обобщённого БИХ-фильтра: первый представляет

собой прямую реализацию, использующую  $2N$  задержек и  $2N + 1$  умножителей (при  $a_0 = 1$ ), в то время как второй использует только  $N$  задержек и  $2N + 1$  умножителей.

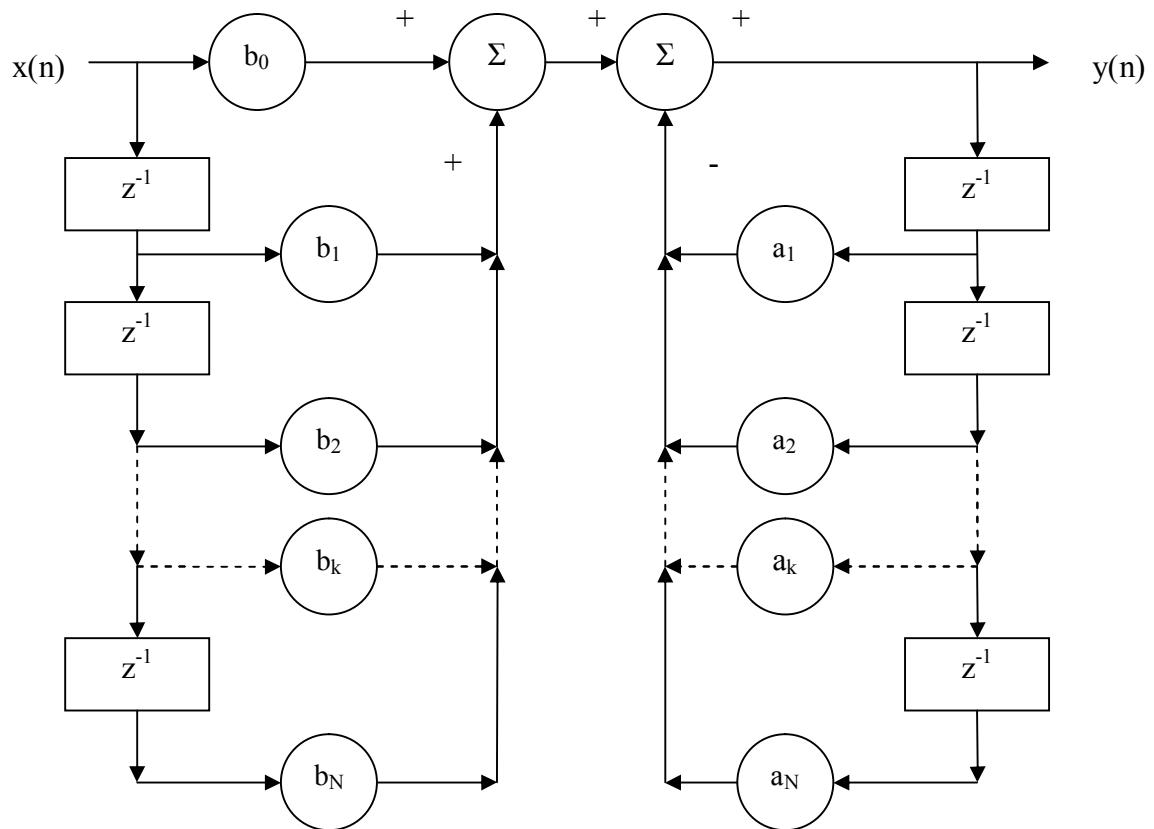


Рис. 2.16. Структурная схема прямой реализации обобщённого фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтра).  
Эта форма использует  $2N$  задержек и  $2N + 1$  умножителей  
для фильтра порядка  $N$

Если фильтр должен быть использован для отсчётов данных непосредственно во временной области, то необходимо получить его представление во временной области. Используя передаточную функцию  $H(z)$ , легко представить фильтр во временной области в виде разностного уравнения:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k). \quad (2.47)$$

Коэффициенты  $b_k$  получают, раскрывая выражение  $G'(1 + z^{-1})^N$ .  
Можно также непосредственно задать фильтр Баттерворта в виде:

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_c)^{2N}}, \quad (2.48)$$

где  $\omega$  – нормализованная частота в диапазоне  $(0, 2\pi)$  для дискретизованного или дискретно-временного сигнала; в этом случае данное выражение справедливо только для диапазона  $(0, \pi)$ , так как функция в диапазоне  $(\pi, 2\pi)$  является отражением функции в диапазоне  $(0, \pi)$ . Частота среза  $\omega_c$  должна быть задана в диапазоне  $(0, \pi)$ .

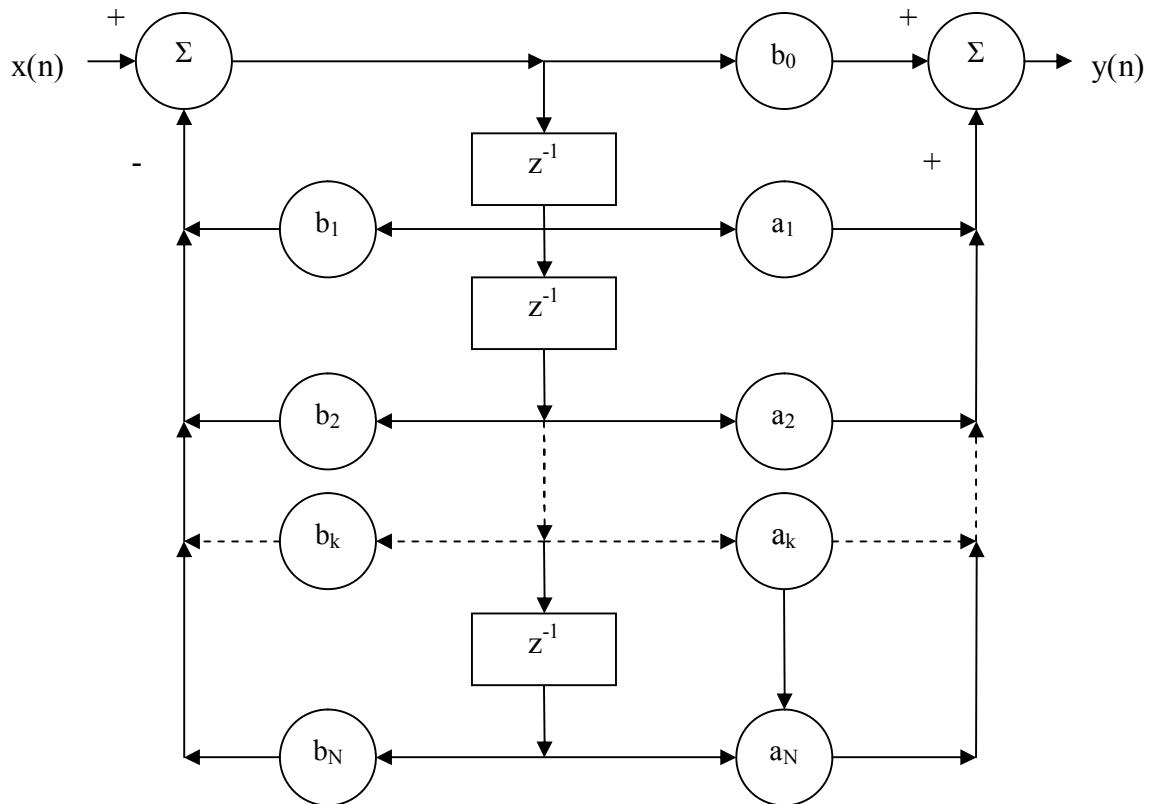


Рис. 2.17. Структурная схема реализации БИХ-фильтра, использующего только  $N$  задержек и  $2N + 1$  умножителей для фильтра порядка  $N$

Если для получения преобразования Фурье фильтрованного сигнала используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ), то выражение может быть изменено следующим образом:

$$|H(k)|^2 = \frac{1}{1 + (k/k_c)^{2N}}, \quad (2.49)$$

где  $k$  – индекс массива ДПФ, обозначающий дискретную частоту.

Если  $K$  – это число точек в массиве ДПФ, то  $k_c$  – индекс массива, соответствующий частоте среза  $\omega_c$ , т. е.  $k_c = K(\omega_c / \omega_s)$ . Приведённое выше равенство справедливо для  $k = 0, 1, 2, \dots, K/2$ , при этом вторая половина ( $K/2 + 1, K - 1$ ) является отражением первой половины (т. е.  $H(k) = H(K - k)$ ,  $k =$

$K/2 + 1, \dots, K - 1$ ). Заметим, что ДПФ включает два особых значения: компоненты постоянной составляющей при  $H(0)$  и компоненты частоты свёртывания при  $H(K/2)$ . Переменная  $k$  в уравнении для фильтра также может быть использована для представления нормализованной частоты в диапазоне  $(0,1)$ , где единица соответствует частоте дискретизации,  $0,5$  соответствует максимальной частоте, присутствующей в дискретизированном сигнале (т. е. частоте свёртывания), а переменная  $k_c$  задана в диапазоне  $(0, 0,5)$ .

Для получения фильтрованного сигнала можно рассчитать ДПФ данного сигнала, умножить результат на  $|H(k)|$  и вычислить обратное преобразование Фурье. Преимуществом этой процедуры является то, что никаких фазовых изменений не происходит: данный фильтр является функцией, выполняющей чисто амплитудные преобразования. Описанная ранее реализация во временной области будет включать фазовую характеристику, которая может оказаться нежелательной. Однако реализация фильтра во временной области может оказаться необходимой для применений, где обработка сигнала выполняется в режиме on-line.

### **2.5.2. Устранение низкочастотных шумов: фильтры верхних частот Баттервортса**

Фильтры верхних частот могут быть рассчитаны сами по себе или получены путем преобразования нормализованных фильтров-прототипов нижних частот. Последний подход более прост, поскольку фильтры-прототипы нижних частот с различными характеристиками широко доступны, так же как и преобразования, необходимые для получения фильтров нижних частот, пропускающих полосовых фильтров и заграждающих полосовых фильтров.

Так же как и в случае фильтра нижних частот Баттервортса, фильтр верхних частот Баттервортса может быть задан непосредственно в дискретной частотной области как:

$$|H(k)|^2 = \frac{1}{1 + (k/k_c)^{2N}}. \quad (2.50)$$

### **2.5.3. Устранение периодических артефактов: режекторные и гребенчатые фильтры**

Простейшим методом для удаления периодических артефактов является вычисление преобразования Фурье сигнала, удаление нежелательных компонент из спектра и затем вычисление обратного преобразования Фурье. Нежелательные частотные компоненты могут быть сделаны равными нулю или, что лучше среднему уровню нескольких

частотных компонент сигнала вблизи удаляемой компоненты. Первый из этих методов будет удалять шумовые компоненты одновременно с компонентами сигнала на той же самой частоте, в то время как при использовании второго метода предполагается, что спектр сигнала на рассматриваемом участке является гладким.

Периодическая помеха может также быть удалена с использованием режекторных фильтров, у которых нули на единичной окружности в z-плоскости расположены на тех самых частотах, которые должны быть удалены. Если  $f_0$  - это частота помехи, то углы соответствующие комплексно-сопряжённым нулям, должны иметь значения  $\pm 2\pi(f_0/f_s)$ ; радиус, соответствующий нулям, должен быть единичным. Если, кроме того в сигнале присутствуют гармоники, то требуется несколько нулей на частотах  $\pm 2\pi(nf_0/f_s)$ , где переменная  $n$  представляет собой порядок присутствующих гармоник. Углы нулей ограничены диапазоном  $(-\pi, \pi)$ . Такие фильтры называются гребенчатыми фильтрами. В некоторых ситуациях гармоники высокого порядка за пределами частоты  $f_s/2$  могут появиться в позициях, соответствующих эффекту наложения; в этом случае нули следует поместить также и на этих частотах.

## 2.6. Оптимальная фильтрация: фильтр Винера

При проектировании фильтров, описанных в предыдущих разделах, принимается внимание только ограниченная информация о временных и спектральных характеристиках сигнала и шума. Такие фильтры часто рассматриваются как эмпирически подобранные: можно попробовать несколько вариантов параметров и остановиться на таком фильтре, который, как представляется, даёт полезный результат. При этом получаемый результат не является гарантированно наилучшим достижимым: он не оптимизирован ни в каком смысле.

Теория фильтров Винера даёт возможность получить оптимальную фильтрацию, принимая во внимание статистические характеристики сигнала и шума. Параметры фильтра оптимизированы с использованием некоего критерия эффективности. При этом гарантируется, что на выходе появляется наилучший достижимый результат при данных условиях и при данной доступной информации. Фильтр Винера является мощным концептуальным инструментом, который изменяет традиционные подходы к обработке сигнала.

Рассматривая задачу фильтрации биомедицинских сигналов для устранения шума, ограничимся БИХ-фильтром с одним входом и одним выходом, с вещественным входным сигналом и вещественными коэффициентами. На рис 2.18 показана обобщенная структурная схема фильтра с коэффициентами или весами  $\omega_i$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots, M - 1$  входом  $x(n)$  и выходом  $\tilde{d}(n)$ . Обычно выход фильтра обозначается  $\tilde{d}(n)$ , так как он

рассматривается как оценка некоторого «желаемого» сигнала  $d(n)$ , представляющего собой идеальный неискажённый сигнал.

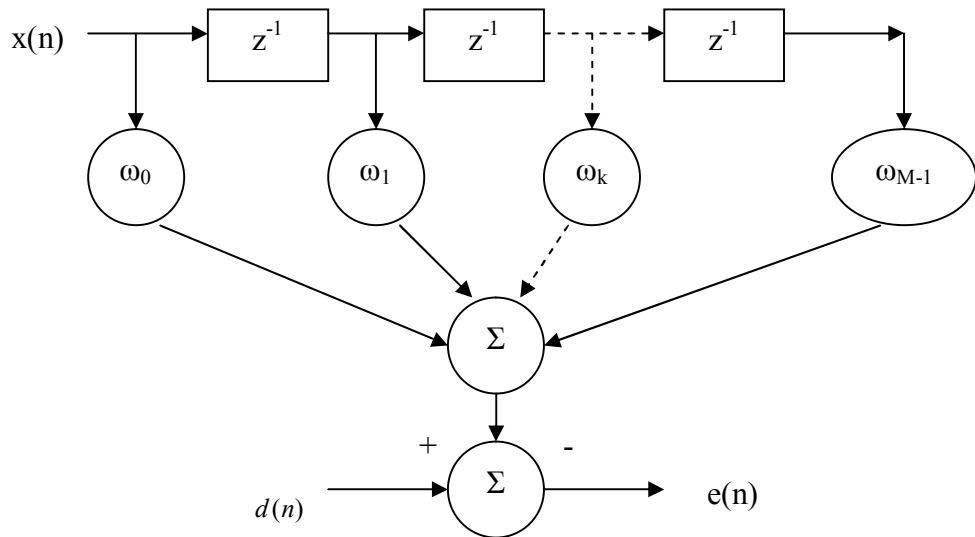


Рис. 2.18. Структурная схема фильтра Винера

Если предположить, что желаемый сигнал доступен, то можно рассчитать оценки ошибки между выходом и требуемым сигналом как:

$$e(n) = d(n) - \tilde{d}(n). \quad (2.51)$$

Поскольку оценка  $\tilde{d}(n)$  является выходом линейного КИФ-фильтра, она может быть выражена как свертка входного сигнала  $x(n)$  с последовательностью весов  $\omega_i$  (которая одновременно является импульсной характеристикой фильтра) следующим образом:

$$\tilde{d}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} \omega_k x(n-k). \quad (2.52)$$

Для упрощения процедур оптимизации последовательность весов может быть описана как весовой вектор размерностью  $M \times 1$ :

$$w = [\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_{M-1}]^T, \quad (2.53)$$

где величина  $w$  представляет собой вектор, а верхний индекс Т обозначает транспонирование вектора.

Поскольку веса в выражении свёртки комбинируются с M значениями входного сигнала, то можно также записать M входных величин как вектор размерностью M x 1:

$$x(n) = [x(n), x(n - 1), \dots, x(n - M + 1)]^T \quad (2.54)$$

Отметим, что вектор  $x(n)$  меняется во времени: в данный момент времени n вектор содержит текущий входной отсчёт  $x(n)$  и предыдущие ( $M - 1$ ) входных отсчётов, начиная с  $x(n - 1)$  до  $x(n - M + 1)$ . В этом случае выражение для свёртки может быть записано в более простой форме, как скалярное произведение векторов  $w$  и  $x(n)$ :

$$\tilde{d}(n) = w^T x(n) = x^T(n)w = \langle x, w \rangle. \quad (2.55)$$

Ошибка оценки задаётся выражением:

$$e(n) = d(n) - \tilde{d}(n) = d(n) - w^T x(n). \quad (2.56)$$

Теория фильтров Винера оценивает последовательность весовых коэффициентов, которые минимизируют среднеквадратичную величину ошибки оценки; в этом случае выход можно назвать оценкой минимальной среднеквадратичной ошибки (МСКО) требуемого отклика, фильтр в этом случае называется оптимальным фильтром. Среднеквадратичная ошибка (СКО) определяется как:

$$J(w) = E[e^2(n)] = E[d^2(n)] - w^T E[x(n)d(n)] - E[d(n)x^T(n)]w + w^T E[x(n)x^T(n)]w. \quad (2.57)$$

Отметим, что оператор математического ожидания не применим к переменной  $w$ , поскольку  $w$  не является случайной величиной.

Приняв во внимание предположение, что входной вектор  $x(n)$  и требуемый отклик  $d(n)$  совместно стационарны, можно отметить, что выражения для математического ожидания в приведённом выше уравнении имеют следующие интерпретации:

- $E[d^2(n)]$  является дисперсией  $d(n)$ , записанной как  $\sigma_d^2$  с последующим предположением, что среднее значение  $d(n)$  равно нулю.

- $E[x(n)d(n)]$  представляет собой взаимную корреляцию между входным вектором  $x(n)$  и требуемым откликом  $d(n)$ , являющуюся вектором размерностью M x 1.

- $E[d(n)x^T(n)]$  является просто транспонированием  $E[x(n)d(n)]$ , следовательно:

$$\Theta^T = E[d(n)x^T(n)]. \quad (2.58)$$

- $E[x(n)x^T(n)]$  представляет собой автокорреляцию входного вектора  $x(n)$ , рассчитанную как векторное произведение вектора с самим собой и записанную в виде:

$$\Phi = E[x(n)x^T(n)]. \quad (2.59)$$

С учётом перечисленных выше интерпретаций, выражение для СКО может быть упрощено до вида:

$$J(w) = \sigma_d^2 - w^T \Theta - \Theta^T w + w^T \Phi w. \quad (2.60)$$

Получаем условие для оптимального фильтра в виде:

$$\Phi w_0 = \Theta. \quad (2.61)$$

Это уравнение известно как уравнение Винера-Хопфа (Wiener-Hopf). Оно также известно как нормальное уравнение, так как можно показать, что для оптимального фильтра каждый элемент входного вектора  $x(n)$  и ошибка оценки  $e(n)$  взаимно ортогональны и, более того, что выходной сигнал фильтра  $\tilde{d}(n)$  и ошибка  $e(n)$  взаимно ортогональны (т. е. математическое ожидание их произведения равно нулю). Оптимальный фильтр получается как:

$$w_0 = \Phi^{-1} \Theta. \quad (2.62)$$

Применяя преобразование Фурье, получим частотную характеристику фильтра Винера:

$$W(\omega) = \frac{S_{xd}(\omega)}{S_{xx}(\omega)}, \quad (2.63)$$

где  $S_{xx}(\omega)$  — СПМ входного сигнала, а  $S_{xd}(\omega)$  — взаимная спектральная плотность ВСП (cross-spectral density, CSD) между входным сигналом и требуемым сигналом.

Обратите внимание, что вывод оптимального фильтра требует достаточно специфических знаний о входном сигнале и требуемой характеристике в виде автокорреляционной функции  $\Phi$  входного сигнала  $x(n)$  и функции взаимной корреляции  $\Theta$  между входным сигналом  $x(n)$  и требуемым откликом  $d(n)$ . На практике, хотя требуемый отклик  $d(n)$  может быть не известен, должна существовать возможность получения его временных или спектральных статистик, которые могли бы быть

использованы для оценки  $\theta$ . Для достоверной оценки упомянутых выше характеристик требуется большое число отсчётов соответствующих сигналов.

## 2.7. Выбор подходящего фильтра

До сих пор рассматривалось пять подходов к устранению шума и помехи: 1) синхронное усреднение или усреднение по ансамблю для множества реализаций или копий сигнала, 2) фильтрация по методу скользящего среднего, 3) фильтрация в частотной области, 4) оптимальная фильтрация (фильтрация по Винеру). При использовании первых двух подходов сигнал обрабатывается непосредственно во временной области. Фильтрация в частотной области выполняется над спектром сигнала. Отметим, что импульсная характеристика фильтра, разработанного в частотной области, может быть использована для реализации фильтра во временной области в виде БИХ-фильтра или КИХ-фильтра. Более того, фильтры, предназначенные для фильтрации во временной области, для лучшего понимания их характеристик и воздействия на входной сигнал могут анализироваться в частотной области с помощью их передаточной функции или частотной характеристики. Фильтр Винера может быть реализован либо во временной области в виде нерекурсивного (трансверсального, КИХ) фильтра, либо в частотной области. Адаптивные фильтры действуют непосредственно на сигнал во временной области, но динамически меняют свои характеристики в ответ на изменение помехи. Таким образом, их частотная характеристика варьирует от одной временной точки к другой.

Какими же принципами следует руководствоваться для решения вопроса о том, какие из перечисленных фильтров являются наилучшими для данного применения? Для принятия такого решения могут оказаться полезными следующие положения. Синхронное усреднение или усреднение по ансамблю возможно, когда:

- сигнал является статистически стационарным, (квази-) периодическим или циклически-стационарным;
- доступны многочисленные реализации или копии изучаемого сигнала;
- существует или может быть определена точка синхронизации или временной маркер для извлечения и выравнивания усредняемых фрагментов сигнала;
- шум является стационарным случайным процессом, который не коррелирован с сигналом и имеет нулевое (или известное) среднее значение.

Фильтр скользящего среднего во временной области подходит в случаях, когда:

- сигнал является статистически стационарным по крайней мере в пределах скользящего окна;
- помеха является случайным процессом с нулевым средним, который является стационарным, по крайней мере в пределах длительности скользящего окна, и не зависит от сигнала;
- сигнал представляет собой относительно медленное (низкочастотное) явление;
- необходима быстрая фильтрация в реальном масштабе времени.

Фильтрация в частотной области применяется в случаях, когда:

- сигнал является статистически стационарным;
- шум является стационарным случайным процессом, который статистически не зависит от сигнала;
- спектр сигнала ограничен по полосе частот по сравнению со спектром помехи (или наоборот);
- потеря информации в полосе частот, удаляемой фильтром, не оказывает серьёзного воздействия на сигнал;
- не требуется фильтрация в реальном масштабе времени (для случая обработки в частотной области с использованием преобразования Фурье).

Оптимальный фильтр Винера может быть разработан в случае, если:

- сигнал является статистически стационарным;
- шум является стационарным случайным процессом, который статистически не зависит от сигнала;
- известны особые детали (или модели), относящиеся к АКФ или СПМ сигнала и шума.

## **Глава 3. МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ К ИЗУЧЕНИЮ ДИСЦИПЛИНЫ «ОБСЛУЖИВАНИЕ И РЕМОНТ МЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКИ»**

В данном разделе, в качестве примера, представлены материалы к изучению данной дисциплины для студентов 4 курса специальности 200402 «Инженерное дело в медико-биологической практике» на VIII семестр.

### **3.1. Цели и задачи дисциплины**

Дисциплина «Методы обработки биомедицинских сигналов и данных» имеет своей целью: получение студентами знаний, умений и навыков в области обработки биомедицинских сигналов и данных, применяемых при создании биотехнических и медицинских систем

Задачи дисциплины:

- формирование многосторонних знаний по классификации, источникам и характеристикам биомедицинских данных; общей характеристике и модели экспериментальных данных и сигналов, числовых массивов, изображений;
- изучение вопросов обработки и анализа сигналов; анализа числовых данных; построения геометрической модели данных; задач идентификации и распознавания образов;
- ознакомление с классификацией многомерных наблюдений; методами построения разделяющих функций в задачах классификации; с основами анализа биомедицинских изображений; вычислительными системами анализа данных; принципами построения систем отображения информации.

В результате освоения дисциплины студент должен:

Знать: принципы, методы и алгоритмы обработки и анализа биомедицинских сигналов и данных, методы синтеза соответствующих программно-алгоритмических средств, применяемых в биотехнических и медицинских системах;

Уметь: применять полученные знания в разработках, связанных с исследованием и проектированием информационного обеспечения приборов, систем и комплексов биомедицинского назначения;

Демонстрировать способность и готовность переосмысливать обосновывать, истолковывать современные тенденции развития информационных технологий и перспективы их использования в биологии и медицине.

Место данной дисциплины в учебном процессе:

Для изучения данной дисциплины необходимо усвоение следующих дисциплин: математика, информатика, электротехника, электроника.

Данная дисциплина является базой для прохождения производственной и преддипломной практики.

### **3.2. Содержание дисциплины**

#### **Содержание лекционных занятий**

<b>№ недели</b>	<b>Наименование тем и их содержание</b>	<b>Кол-во часов</b>	<b>Методы преподавания</b>
1	Введение в курс «Методы обработки биомедицинских сигналов и данных» Предмет дисциплины и ее задачи. Краткая справка о развитии методов обработки биомедицинских сигналов и данных. Значение развития этой области для медицинского приборостроения и биотехнических систем. Роль автоматизации обработки и анализа биомедицинских сигналов в совершенствовании медицинской диагностики. Структура содержания дисциплины и ее связь с другими дисциплинами учебного плана. Характеристика литературных источников.	0,5	дискуссия
1,2,3	Представление данных. Получение и представление медико-биологических данных. Интерполирование с помощью многочленов. Построение кривых по точкам кусочно-полиномиальными методами. Определение сплайна. Линейный, квадратичный и кубический сплайны. Интерполяция и сглаживание данных кубическими сплайнами. Формы представления и способы вычисления сплайна. Интерполяционные В-сплайны. Вычислительные аспекты использования В-сплайнов. Применение сплайнов в машинной графике. Описание формы объектов с помощью сплайнов.	4	лекция

3,4,5	<p>Предварительная обработка.</p> <p>Методы кодирования медицинских данных. Регулярные выборки.</p> <p>Определение частоты опроса при выбранном способе интерполяции.</p> <p>Представление регулярными выборками при интерполяции алгебраическими и тригонометрическими полиномами.</p> <p>Ошибки интерполяции. Выбор частоты опроса биосигналов по спектральным и дифференциальным характеристикам сигналов.</p> <p>Выбор шага квантования по уровню. Анализ шумов квантования.</p>	4	лекция
5,6,7,8	<p>Цифровая фильтрация.</p> <p>Цифровая фильтрация биомедицинских сигналов.</p> <p>Применение рекурсивных и нерекурсивных фильтров. 2-преобразование. Передаточная функция. Построение линейных цифровых фильтров по заданным разностным уравнениям, переходным и частотным характеристикам.</p> <p>Проектирование нерекурсивных фильтров. Фильтр скользящего среднего. Сглаживание с помощью приближения по методу наименьших квадратов.</p> <p>Нерекурсивный заграждающий фильтр.</p> <p>Проектирование рекурсивных фильтров.</p> <p>Проектирование рекурсивных фильтров второго порядка. Рекурсивный фильтр на основе билинейного преобразования.</p> <p>Проектирование рекурсивного фильтра с использованием таблиц преобразований.</p>	6	лекция
8,9	<p>Адаптивная фильтрация.</p> <p>Применение адаптивной фильтрации для решения задач автоматического анализа биомедицинских сигналов.</p>	3	лекция

	Структуры адаптивных фильтров. Адаптивная фильтрация сетевой наводки. Выделение низкоамплитудных фрагментов ЭКГ методом адаптивной фильтрации.		
9,10,11,12	Сжатие данных. Методы сокращения избыточности медико-биологических данных. Задачи сжатия данных. Математическое содержание задачи. Классификация методов сжатия. Способы восстановления процесса по сжатым данным. Оценка эффективности процедур сокращения избыточности. Принципы построения адаптивных процедур сжатия данных. Апертурные методы сжатия данных с адаптацией по интервалу аппроксимации. Примеры использования сжатия данных в системах оперативной обработки, хранения и передачи биомедицинских сигналов.	6	лекция
12,13	Биомедицинские сигналы. Биомедицинские сигналы, их характеристики и применяемые математические модели. Шумоподобные и структурированные биомедицинские сигналы. Особенности применения теории случайных процессов при обработке биомедицинских сигналов. Описание через набор реализаций.	2	лекция
13,14	Синтаксическое распознавание. Распознавание биомедицинских сигналов на основе синтаксического подхода. Основные определения формальных языков. Синтаксические распознаватели: конечный автомат и автомат с магазинной памятью. Синтаксический анализ. Стохастические языки и синтаксический анализ.	2	лекция

	Стохастические распознаватели. Автоматический вывод грамматик.		
14	Заключение. Основные направления дальнейшего развития и практического использования информационных технологий при исследованиях и разработке биомедицинских приборов, систем и комплексов. Перспективы использования новейших методов обработки и анализа биомедицинской информации в компьютерных автоматизированных системах для биомедицинских исследований и клинической практики.	0,5	Дискуссия
Всего часов		28	

### Содержание практических занятий

Тематика практических занятий разработана в соответствии с лекционным курсом и требованиями государственного образовательного стандарта. Подготовка к практическим занятиям включает проработку лекционного материала, а также самостоятельное изучение отдельных вопросов по заданным темам.

№ недели	Наименование тем и их содержание	Кол-во часов
2,4	Решение задач по теории случайных процессов	4
6,8	Решение задач на интерполяцию линейными и квадратичными сплайнами	4
10,12	Решение задач на сглаживание кубическими сплайнами	4
14	Решение задач с применением интерполяционных В-сплайнов	2
	Всего часов:	14

### **3.3. Задания к контрольным мероприятиям**

#### **Аттестация 1**

1. Задачи подавления помех и предварительной обработки сигнала.
2. Задачи обнаружения QRS-комплекса.
3. Задачи анализа аритмий.
4. Структура алгоритмического обеспечения обработки ЭКС при использовании структурных методов распознавания QRS-комплекса. Описание основных этапов.
5. Структура алгоритмического обеспечения обработки ЭКС при использовании методов цифровой фильтрации. Описание основных этапов.
6. Выбор частоты дискретизации ЭКС.
7. Выбор разрядности АЦП.
8. Борьба с помехами при цифровой обработке ЭКС.
9. Цифровая фильтрация ЭКС. Последовательность процедур предварительной цифровой фильтрации и спектры мощности сигнала.
10. Фильтры для подавления сетевой наводки.
11. Виды биомедицинских сигналов.
12. Структура алгоритмического обеспечения обработки ЭКС. Задачи, основы анализа.
13. Задачи анализа аритмий.
14. Потери точности измерения амплитуд зубцов QRS-комплекса при снижении частоты дискретизации.
15. Структура алгоритмического обеспечения обработки ЭКС при включении в обработку анализа ST-сегмента. Описание основных этапов.

#### **Аттестация 2**

1. Блок-схема алгоритма адаптивной цифровой фильтрации сетевой помехи. АЧХ.
2. Условия симметрии импульсной характеристики нерекурсивных ЦФ. ФНЧ с симметричной импульсной характеристикой при нечетном числе коэффициентов.
3. АЧХ идеального и приближенного к реальному ФНЧ. Описание диапазонов частот.
4. Влияние ширины переходной полосы применительно к задаче анализа ЭКС. Наиболее подходящие характеристики ФНЧ для оперативного анализа ритма сердца.
5. Реализация нерекурсивных ФВЧ на основе ФНЧ.
6. Характеристики ФВЧ для задачи обнаружения QRS-комплекса. АЧХ ФВЧ.
7. Сжатие ЭКС. Применение.

8. Показатели оценки эффективности сжатия ЭКС. Группа методов сжатия основанных на разложении сигнала по ортогональным функциям.

9. Использование сжатия в качестве процедуры предварительной обработки ЭКС.

10. Методы сжатия, использующие аппроксимацию сигнала на отдельных временных отрезках различными функциями.

11. Адаптивный метод сжатия с фиксированной апертурой.

12. Адаптивный метод сжатия с плавающей апертурой с применением интерполяции нулевого порядка.

13. Адаптивный метод сжатия с плавающей апертурой с применением экстраполяции первого порядка.

14. Адаптивный метод сжатия с плавающей апертурой с применением интерполяции первого порядка.

15. Алгоритм сжатия AZTEC.

16. Алгоритм сжатия CORTES.

**Рейтинговая система оценки  
по курсу «Методы обработки биомедицинских сигналов и данных»  
для студентов 4 курса специальности 200402 «Инженерное дело  
в медико-биологической практике» на VIII семестр**

Таблица 1

Максимальное количество баллов за каждую текущую аттестацию

1 аттестация	2 аттестация	3 аттестация	Итого
50	50	—	100

Таблица 2

Виды контрольных мероприятий в баллах

№	Виды контрольных мероприятий	Баллы	№ недели
1	Практические занятия	20	1-7
2	Аттестация по лекционному курсу	20	1-7
3	Активная работа на лекциях	10	1-7
	<b>ИТОГО</b>	<b>50</b>	
4	Практические занятия	20	8-14
5	Аттестация по лекционному курсу	20	8-14
6	Активная работа на лекциях	10	8-14
	<b>ИТОГО</b>	<b>50</b>	
	<b>ВСЕГО</b>	<b>100</b>	

Таблица 3

Содержание самостоятельной работы студентов  
Календарный график самостоятельной работы студентов по дисциплине

Неделя	Виды самостоятельной работы	Количество часов	Самостоятельная работа			Виды контроля	Литература (номер из списка)
			без преподавателя	с преподавателем	с группой		
1	2 (весенний)	3	4	5	6	7	8
1	Введение. Развитие методов обработки биомедицинских сигналов и данных.	2,2	*			Устный опрос	2
2	Представление и получение медико-биологических данных. Интерполяция. Сплайны.	8	*			Устный опрос	1,2
3	Методы кодирования медицинских данных. Регулярные выборки. Определение частоты опроса.	8	*			Устный опрос	2,3
5	Цифровая фильтрация биомедицинских сигналов. Применение рекурсивных и нерекурсивных фильтров.	6	*			Устный опрос	3
6	Адаптивная фильтрация. Структуры адаптивных фильтров.	6	*			Устный опрос	3
8	Сжатие данных. Задачи. Математическое содержание задачи. Классификация методов сжатия. Принципы построения адаптивных	6	*			Устный опрос	2,3

	процедур сжатия данных.					
9	Биомедицинские сигналы, их характеристики и применяемые математические модели.	6	*		Устный опрос	1,2
11	Распознавание биомедицинских сигналов на основе синтаксического подхода. Основные определения формальных языков. Синтаксические распознаватели	8	*		Устный опрос	2
13	Перспективы использования новейших методов обработки и анализа биомедицинской информации в компьютерных автоматизированных системах для биомедицинских исследований и клинической практики.	2			Устный опрос	3
14	Проведение индивидуальных консультаций студентам	2,3		*		
14	Проведение консультаций перед коллоквиумами	3,5		*		
Всего:		58				

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Внедрение аппаратных методов диагностики в клиническую практику ознаменовало начало новой эры в методах медицинской диагностики, связанной с использованием электроники в медицинской технике. С тех пор электроника, а впоследствии и компьютеры, стали неотъемлемыми компонентами систем анализа биомедицинских сигналов, выполняя различные задачи, начиная от регистрации данных и их предварительной обработки с целью устранения артефактов и до выделения диагностических признаков и их интерпретации. Электронное оборудование и компьютеры начали применяться для исследования широкого спектра биологических и физиологических систем и явлений.

Первым шагом в исследовании физиологических систем являлась разработка соответствующих датчиков и аппаратуры для преобразования изучаемых явлений в электрический сигнал, поддающийся измерению. Следующий шаг – анализ сигналов – не был простой задачей для врача или специалиста в области биологических наук. Клинически важная информация в сигнале часто замаскирована шумами и наводками, поэтому возникла потребность в более совершенной аппаратуре и в разработке методов для объективного анализа сигналов с использованием алгоритмов обработки, реализованных с помощью электронной аппаратуры или компьютеров.

Тенденции последнего времени направлены на количественный и объективный анализ физиологических систем и явлений через анализ сигналов. Направление, связанное с анализом биомедицинских сигналов, достигло такого уровня, когда возможно практическое применение методов обработки сигналов и распознавания образов для эффективной и совершенной неинвазивной диагностики, текущего непрерывного наблюдения за состоянием тяжело больных пациентов, реабилитации и сенсорной поддержки инвалидов. Методы, разработанные инженерами, находят всё большее применение у практических врачей, а роль техники в диагностике и лечении завоевала заслуженное уважение. Разработка алгоритма для анализа биомедицинского сигнала, является непростой задачей; довольно часто это даже не целенаправленный процесс. Инженер или компьютерный аналитик часто бывает поражён изменчивостью и разнообразием признаков в биомедицинских сигналах и системах, где эти факторы проявляются в большей степени, чем в физических системах или наблюдениях. Учёт всех возможностей и степеней свободы в биомедицинских системах является наиболее сложной проблемой для большинства применений. Таким образом, методы анализа биомедицинских сигналов, показавшие свою высокую эффективность в клинической практике, требуют дальнейшего развития и совершенствования.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белов, А.В., Пуликов, Д.Г. Проектирование узлов электронно-медицинской аппаратуры с помощью пакета ECAD MicroCAP8. - СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2008. - 38 с.
2. Белов, А.В., Садыкова, Е.В., Сергеев, Т.В. Проектирование и расчет электромедицинской техники: Учебное пособие. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011. - 96 с.
3. Виллевальде, А.Ю. Анализ и обработка медицинских изображений. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. – 102 с.
4. Воробьев, С. Н. Цифровая обработка сигналов: Учебник для ВУЗов. – СПб.: Академия, 2013. - 320 с.
5. Команцев, В.Н. Биотехнические системы в оценке состояния периферической нервной системы. - СПб.: Технолит, 2012. - 55 с.
6. Кореневский, Н.А., Попечителев, Е.П., Филист, С.А. Синтез систем для лечебно - оздоровительных мероприятий. - Курск.: Изд-во КГТУ, 2009. - 235 с.
7. Максимова, О.В., Садыкова, Е.В. Применение непараметрических параметрических критериев математической статистики при разработке автоматизированной системы диагностики анемий//VIII Международный симпозиум «Электроника в медицине. Мониторинг, диагностика, терапия». Санкт-Петербург, 16-18 февраля 2012. Вестник Аритмологии, приложение А.- № 489, 2012. - С. 129.
8. Немирко, А. П. Цифровая обработка биологических сигналов. - М.: Наука, 1984. - 144 с.
9. Немирко, А.П., Манило, Л.А Методы исследования операций в диагностике и управлении состоянием человека. - СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2009. - 112 с.
10. Немирко, А.П., Манило, Л.А., Калиниченко, А.Н. Интеллектуальный анализ биомедицинских сигналов. // Биотехносфера, № 2, 2012. - С. 30-37.
11. Пахарьков, Г.Н. Биомедицинская инженерия. Проблемы и перспективы. - СПб.: Политехника, 2010. - 232 с.
12. Попечителев, Е.П. Системный анализ медико-биологических исследований. - Саратов: Научная книга, 2009. - 367 с.
13. Попечителев, Е.П., Кореневский, Н.А., Серегин, С.П. Медицинские приборы, аппараты, системы и комплексы: Учебник. - М.: Инфра-М, 2009. - 986 с.
14. Пустозеров, Е.А. Система сбора и анализа медицинской информации больных сахарным диабетом//Труды XXIV всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы» (Биомедсистемы-2012). Рязань. РГРТУ.- 2012. С. 112-115.

15. Рангаян, Р.М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход/Пер. с англ. под ред. А.П. Немирко.- М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. - 440 с.
16. Рудаков, П.И., Сафонов, В.И. Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x. - М.: «ДИАЛОГ-МИФИ», 2000. - 416 с.
17. Семченков, А.А. Метод электроимпедансной диагностики рака молочной железы//Биомедицинская радиоэлектроника, 2012, №1. - С. 4-7.
18. Семченков, А.А. Калиниченко, А.Н., Илларионов, В.В. Способы повышения точности электроимпедансной маммографии//Труды 65-й научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава университета. – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 24 января – 4 февраля 2012. - С. 213-216.
19. Сенкевич, Ю.И. Алгоритмы цифровой обработки и анализа электрофизиологических сигналов. - СПб.: СПбГЭТУ, 2010. - 112 с.
20. Сенкевич, Ю.И. Экстремальные телемедицинские системы. - СПб.: Изд-во Palmarium academic publishing, 2012. - 250 с.
20. Сенкевич, Ю.И., Шаповалов, В.В. Информационные системы в медицине. - СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. - 112 с.
21. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для ВУЗов, 2-е издание - СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2007. - 752 с.
22. Смирнова, Л.М., Юлдашев, З.М. Измерительно-информационные системы для протезно-ортопедической отрасли//Биотехносфера, Вып. №2, 2012. - С.17-23.
23. Тихонов, Э.П. Вероятностно-итерационные методы, алгоритмы и структуры аналого-цифровых средств измерения. - СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. - 433 с.
24. Тихонов, Э.П., Цветков, Е.Е. Алгоритм фильтрации ЭКГ с временной дискретизацией высокого разрешения. Подавление помех. Известия СПбГЭТУ, Вып. №7, 2012. - С. 97-102.
25. Цуркина, Е.М. Прецизионный микропроцессорный спирометр// Труды 67-й научно-технической конференции НТОРЭС им. А.С.Попова. Санкт-Петербург, 2012. - С. 295-297.
26. Шаповалов, В.В. Основы построения диагностических систем на принципах скринирующей диагностики. - СПб.: СПбГЭТУ, 2010. - 72 с.
27. Юлдашев, З.М. Обработка медицинских малоконтрастных изображений//Биомедицинская радиоэлектроника. 2012, Вып. № 11.
28. Якушенко, Е.С. Исследование метода обнаружения связи между аритмиями и эпизодами ишемии при холтеровском кардиомониторировании//Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012, Вып. №1. - С. 81-86.
29. Якушенко, Е.С. Применение методов математической статистики для определения ишемических желудочковых нарушений ритма//Труды

67-й научно-технической конференции НТОРЭС им. А.С.Попова, СПб, 2012. - С. 297-298.

30. Belov A.V., Sadykova N.A., Semchenkov A.A., Sergeev T.A., Ulyanovskiy A.V., Yarmosh I.V., Suvorov N.B. Biometric adaptive system biofeedback cardiotraining. Proceedings of the VIII Russian-Bavarian Conference on Biomedical Engineering. Saint Petersburg.- 29-31 May 2012.- PP. 293- 295.
31. Coulam C.M. Erickson J.J. and Gibbs S.J. Image and equipment considerations in conventional tomography // The Physical Basis of Medical Imaging ed. C.M. Coulam, J.J. Erickson and A.E. James (New York: Appleton – Century – Crofts). – 1981.
32. Dash L., Chatterji B.N. Adaptive contrast enhancement and de-enhancement // Pattern Recognition, 1992. – V. 24, № 4. – P.289 – 302.
33. Ergun D.L. and Giordano T.A. Digital subtraction angiography: system architecture for optimal image quality and future growth. Recent developments in Digital Imaging ed. K. Doi, L. Lanzi and P.-J. P. Lin (New York: AAPM). – 1985. – pp. 351 – 367.
34. Gonzalez R.C., Wintz P. Digital Image Processing. – Addison-Wesley. Reading. Massachusetts. – 1987. – 505 p.
35. Gordon R., Rangayyan R.M. Feature enhancement of film mammograms using fixed and adaptive neighborhood // Applied optics. – 1984. – v.23. – P. 560 – 564.
36. Hosaka K. A new picture quality evaluation method // Proc. International Picture Coding Symposium. – Tokyi (Japan). – 1986. – PP. 316 – 321.
37. MacDonald J.S. Computed tomography in a clinical setting. Computerized Axial Tomographi in Oncology ed J.E. Husband and P.A. Hobday (Edinburgh: Churchill Livingstone). – 1981. – P. 5.
38. Maksimova O.V., Sadykova E.V. The automated system of identification of orphan hematological diseases at patients with the uncertain diagnosis. Proceedings of the VIII Russian-Bavarian Conference on Biomedical Engineering. Saint Petersburg.- 29-31 May 2012.- PP. 58 - 62.
39. McDicken W.N. Diagnostic Ultrasonics: Principles and use of Instruments (New York: Wiley). – 1981.
40. Pitas I., Venetsanopoulos A.N. Nonlinear order statistic filters for image filtering and edge detection // Signal Processing. – 1986. – 10, № 4. – PP. 395 – 414.
41. Rebordao J.V. Lookup table loadings for image processing with controlled knots // Computer vision, graphics and image processing. – 1989. – v. 47, № 2. – PP. 189 – 202.
42. Sharp P.F., Smith F.W., Gemmell H.G., Lyall D., Evans N.T.S., Gvozdanovic D., Davidson J., Tyrell D.A., Pickett R.D. and Neirinckx R.D. Technetium – 99m HMPAO stereoisomers as potential agents for imaging

regional cerebral blood flow: human volunteer studies J // Nucl. Med. – 1986. – v. 27. – PP. 171 - 178.

43. Smathers R.L. and Brody W.R. Digital radiology: current and future trends // Br. J. Radiol. –1985. – v.8. – PP. 285 - 307.

44. Smirniva L.M., Yuldashev Z.M. Computer Plantography and Podography In Screening Examination of Children of Preschool Age Using SCAN-M Firmware System/ Biomedical Engineering: Volume 44, Issue 2 (2010), P. 44.

45. Shapovalov V.V., Gurevich B.S., Andreyev S.V., Belyaev A.V., Chelak V.N. Real-time multispectral processing of biological objects images. International conference on Biomedical Optics. 22-26 May. Munich// Proceedings of SPIE. 2011. V. 8087. P. 808724-1 – 808724-6.

46. Yuldashev Z.M., Pakharkov G.N. 50th Anniversary of Biomedical Engineering Education in Russia. Biomedical Engineering, 2012, Volume 46, Number 3, PP. 127-130.

*Учебное издание*

**Баранов** Владимир Николаевич

**Акмашев** Виталий Андреевич

**Бочкин** Михаил Сергеевич

**СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ОБРАБОТКИ БИОМЕДИЦИНСКИХ  
СИГНАЛОВ**

Редактор Г. Б. Мальцева

Подписано в печать \_\_\_\_ 2013. Формат 60x90 1/16. Усл. печ. л\_\_\_\_\_  
Тираж \_\_\_\_ экз. Заказ № \_\_\_\_

Библиотечно-издательский комплекс  
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего  
профессионального образования  
«Тюменский государственный нефтегазовый университет».  
625000, Тюмень, ул. Володарского, 38.

Типография библиотечно-издательского комплекса  
625039, Тюмень, ул. Киевская, 52.

