

## **ГЛАВА 5. Клинические системы мониторинга параметров сердечного ритма**

### **5.1. Основные принципы мониторинга параметров сердечного ритма**

Наиболее простым методом оценки параметров сердечного ритма является определение частоты сердечных сокращений (ЧСС). Этот показатель позволяет объективно судить об уровне функционирования сердечно-сосудистой системы пациента. При анестезиологическом мониторинге изменения ЧСС во время наркоза отражают реакцию организма на хирургическое вмешательство. Оценка ЧСС в простейшем случае может производиться путем пальпации колебаний артериальной сосудистой стенки.

Мониторные приборы, используемые в клинической практике, осуществляют непрерывное измерение и цифровую индикацию ЧСС. Эти данные определяются по результатам оценки временных параметров физиологических процессов, происходящих в сердечно-сосудистой системе [35 – 37].

Для определения ЧСС необходимо зарегистрировать сигнал, отражающий биоэлектрическую активность сердца или артериальную пульсацию крови, а затем измерить длительности временных интервалов между одинаковыми фрагментами биосигналов.

При неинвазивных методах измерения артериального давления крови ЧСС оценивается по колебаниям давления в окклюзионной манжетке. В случае прямых измерений давления в магистральных сосудах или легочной артерии анализируются пульсовые кривые, регистрируемые на выходе внутрисосудистого датчика давления крови.

В пульсоксиметрах определение ЧСС основано на анализе фотоплетизмограммы пульсирующего участка тканей, чаще всего для этой цели используется кончик пальца руки или мочка уха.

При реографических исследованиях параметров гемодинамики для оценки пульса анализируется электрический сигнал, со-

ответствующий изменению электрического сопротивления участка тканей с пульсирующим сосудом.

Для определения ЧСС наиболее часто используется электрокардиографический канал мониторов, в котором выделяются QRS-комплексы ЭКГ и обрабатываются значения длительностей R-R интервалов.

Определение ЧСС основано на измерении длительности периодов следования пульсовых колебаний (в случае регистрации ЭКГ – QRS-комплексов), представляющих собой – кардиоинтервалы (КИ) [35]. После усреднения определенного количества (выборки) полученных значений длительности КИ, ЧСС определяют по формуле:

$$\text{ЧСС} = \frac{60}{T_{cp}}, \quad T_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_i$$

где:  $T_i$  – значение  $i$ -го КИ в секундах,  $N$  – общее количество КИ в выборке.

Процедуры усреднения и вычисления значений ЧСС осуществляются в устройстве обработки прибора, построенного чаще всего на основе однокристалльной ЭВМ.

В анестезиологических мониторах используется “быстрое” усреднение периодов пульсовых колебаний (например, определяется среднее значение по 8 КИ, т.е. объем выборки  $N=8$ ). Это дает возможность отслеживать кратковременные эпизоды изменения ЧСС, возникающие, например, при интубации трахеи, и быстро реагировать на эти измерения.

Индикация показаний ЧСС осуществляется методом “скользящей” выборки, т.е. после усреднения КИ, находящихся в выборке, вычисления ЧСС и индикации полученного значения “окно” выборки сдвигается на один КИ, затем вновь происходит усреднение, вычисление и индикация и т. д. Таким образом, цифровой индикатор ЧСС может изменять свои показания с каждым ударом сердца, реагируя на изменения длительности КИ, находящихся в “окне” выборки.

ЭКГ сигнал отражает информацию о сокращениях сердечной мышцы даже в том случае, когда уровень пульсации сосуда снижается ниже порога регистрации и падает артериальное давление, что делает информацию о ЧСС, полученную по R-R интервалам, особенно ценной. В то же время, при использовании ЭКГ для определения ЧСС необходимо контролировать форму электрокардиосигнала, так как при высокой T-волне возможно ошибочное удвоение значений ЧСС. Это требование нетрудно выполнить, так как ЭКГ канал мониторов имеет графический дисплей для слежения за формой ЭКГ в реальном масштабе времени.

Ритм сердечных сокращений является наиболее доступным для регистрации физиологическим параметром, отражающим процессы вегетативной регуляции в сердечно-сосудистой системе и организме в целом. Динамические характеристики ритма сердца позволяют оценить выраженность сдвигов симпатической и парасимпатической активности вегетативной нервной системы (ВНС) при изменении состояния пациента.

Анализ вегетативной регуляции по наблюдению за изменениями показателей ритма сердца позволяет выявить картину, характерную для диагностики целого ряда патологических состояний в различных областях медицины. Так, в медицине критических состояний при проведении общей анестезии мониторинг показателей ритма сердца дает возможность проследить за динамикой реакции ВНС на операционную травму и наркоз.

При анализе адаптационного синдрома активность ВНС, определяемая по отношению к своему тоническому уровню, может быть соотнесена с мерой адаптационных реакций организма, что дает возможность контроля выраженности стресса на всех его стадиях [37]. Поскольку ритм сердца находится под контролем звеньев всех уровней управления функциями организма, то его анализ дает достоверную оценку адаптации системы кровообращения и организма в целом к действию стрессорных факторов.

Следует отметить, что контроль величины ЧСС не всегда в полной мере отражает изменение активности ВНС. Одному и тому

же значению ЧСС могут соответствовать неодинаковые комбинации активности звеньев ВНС, обеспечивающие вегетативный гомеостаз. Так, например, снижение тонуса парасимпатического отдела ВНС может сопровождаться уменьшением активности симпатического отдела, при этом средняя ЧСС остается постоянной, не отражая изменение состояния вегетативной регуляции.

Активность вегетативной регуляции проявляется в изменении показателей хронотропной структуры сердечного ритма. Математические методы анализа позволяют обнаружить изменчивость сердечного ритма (ВСР) – изменчивость значений длительностей КИ относительно друг друга. Другими словами изменчивость сердечного ритма отражает выраженность колебаний ЧСС по отношению к ее среднему уровню. В настоящее время большинство исследователей используют термин ВСР как обобщающее понятие для всех методов исследования и определения показателей сердечного ритма [2 – 4, 35 – 37].

## **5.2. Методы математического анализа параметров сердечного ритма**

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

Наибольшее распространение в клинической практике получили методы временного (статистического) и частотного (спектрального) анализа изменчивости сердечного ритма. В последнее время активно развиваются методы анализа нелинейной динамики сердечного ритма [35, 38].

**Статистические методы** применяются для непосредственной количественной оценки ВСР за исследуемый промежуток

времени. При их использовании сердечный ритм рассматривается как совокупность последовательных временных интервалов. Наиболее важными статистическими последовательности КИ являются:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

К числу **геометрических методов** прежде всего относится так называемая вариационная пульсометрия. Этот метод был разработан еще в начале 60-х годов применительно к задачам космической медицины и затем получил дальнейшее развитие в физиологических и клинических исследованиях [2, 37].

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

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

Для статистической оценки выбирается определенное число значений следующих друг за другом КИ, образующих выборку. Объем выборки  $N$  обычно устанавливается в диапазоне 50...250. Однако, как показывают исследования, при выборе  $N < 100$  падает статистическая достоверность результатов оценки [36].

Построение гистограммы производится путем сортировки выборки КИ по их длительности. Для этого весь диапазон длительностей КИ разбивается на временные поддиапазоны одинаковой величины  $t_n$ . По мере регистрации ЭКГ и измерения длительности КИ подсчитываются количества КИ, попадающие в каждый поддиапазон. Для построения гистограммы в виде ступенчатой функции по горизонтальной оси откладывается длительность КИ, по вертикальной – их количество в соответствующем поддиапазоне (рисунок 5.1).

Для здоровых людей в состоянии покоя регистрируется нормальная гистограмма, близкая по виду к симметричной кривой Гаусса (рисунок 5.1). Гистограмма получена при следующих параметрах: объем выборки  $N_b=100$ ; амплитуда моды распределения КИ  $A_{мo}=35\%$ ; значение моды распределения КИ  $M_o=0,99$  с; вариационный размах  $\Delta X=0,05$  с; величина поддиапазона  $t_n=10$  мс.

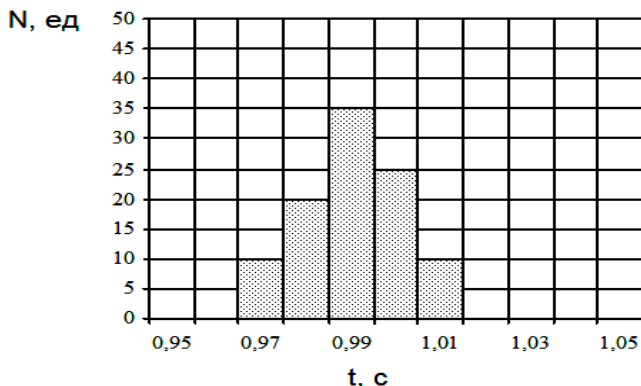


Рисунок 5.1 – Гистограмма распределения КИ

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

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

При построении вариационных гистограмм первостепенное значение имеет выбор способа группировки данных. В многолетней практике сложился традиционный подход к группировке кардиоинтервалов в диапазоне от 0,40 до 1,30 с и интервалом в 8 мс

[2, 35]. Тем не менее, ряд исследователей используют более крупный интервал группирования – 50 мс [37].

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

Помимо гистограмм распределения длительностей КИ в анализе ВСР применяют методику построения и анализа скаттерограмм. Скаттерограмма (Lorenz plot) представляет собой графическое изображение пар КИ на двумерной координатной плоскости, по обеим осям которой отложены, соответственно, временные значения предыдущего и последующего интервалов. При построении скаттерограммы образуется совокупность точек, центр которых располагается на биссектрисе. Расстояние от центра до начала осей координат соответствует наиболее ожидаемой длительности сердечного цикла. Величина отклонения точки от биссектрисы влево показывает, насколько данный сердечный цикл короче предыдущего, вправо от биссектрисы – насколько он длиннее предыдущего. Нормальная форма скаттерограммы представляет собой эллипс, вытянутый вдоль биссектрисы [35].

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

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



3) площадь скаттерограммы  $S$  вычисляется по формуле площади эллипса:

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

**Спектральные методы** анализа ВСР получили в настоящее время очень широкое распространение. Применение спектрального анализа сердечного ритма позволяет количественно оценить различные частотные составляющие колебаний ритма сердца и получить наглядное графическое представление о соотношениях спектральных компонент сердечного ритма, отражающих активность определенных звеньев регуляторного механизма [39]. Анализ спектральных параметров дает информацию о распределении мощности в зависимости от частоты изменения длительностей КИ во времени, при этом полагается, что эти колебания носят гармонический характер, обусловленный физиологической природой процессов регуляции сердечного ритма [35, 37, 39, 40].

Различают параметрические и непараметрические методы спектрального анализа. К первым относится авторегрессионный анализ, ко вторым – методы на основе применения преобразований Фурье. Обе эти группы методов дают сравнимые результаты [35].

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

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

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

В современной клинической практике наибольшее распространение получили непараметрические методы спектрального анализа. К преимуществам таких методов относят простоту используемого алгоритма (в большинстве случаев это быстрое преобразование Фурье) и быстроту вычислений [35].

Рассмотрим основные этапы реализации непараметрического спектрального анализа ВСП. Исходная последовательность значений длительностей КИ представляет собой временную функцию с нерегулярными отсчетами. Для корректного осуществления Фурье-преобразования, необходимо провести аппроксимацию отсчетов с помощью гладких функций с последующей дискретизацией [35, 36]. Для реализации данного шага наиболее часто применяют интерполяцию с помощью полиномов или сплайнов разной степени. Заметим, что спектральная плотность мощности будет зависеть как от интервала дискретизации, так и от метода интерполяции.

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

Заключительным шагом является нахождение дискретного преобразования Фурье (ДПФ) от полученной временной функции. В качестве алгоритма ДПФ для увеличения скорости выполнения математических операций, особенно в системах мониторинга, используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). На рисунке 5.2 приведены (сверху вниз) типовые зависимости длительностей КИ от времени и спектральной плотности мощности от частоты соответственно.

Одним из альтернативных методов выполнения преобразования Фурье является получение периодограмм Уэлча. Суть этого метода заключается в том, что исходная последовательность КИ разбивается на несколько сегментов с 50% перекрытием, затем ДПФ применяется к каждому сегменту отдельно, результирующая

величина спектральной плотности мощности получается в результате усреднения по всем сегментам [35, 40].

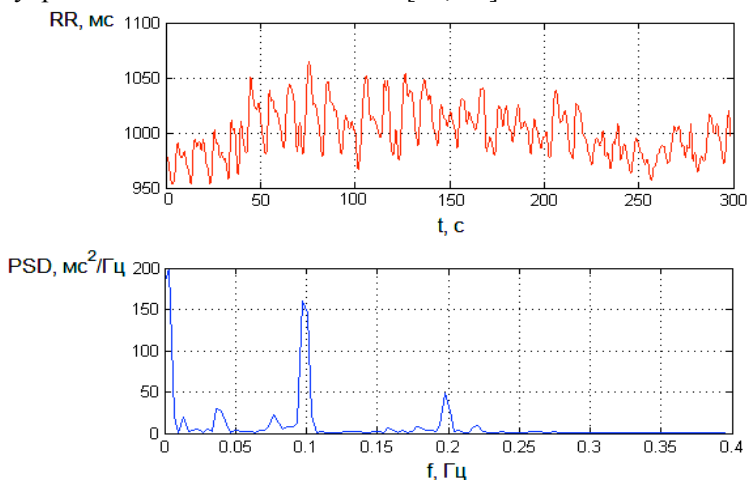


Рисунок 5.2 – Сверху вниз: зависимость длительностей КИ от времени, зависимость спектральной плотности мощности от частоты

Также известен способ определения спектральной мощности без предварительного осуществления процедуры аппроксимации нерегулярных отсчетов последовательности КИ – использование метода периодограмм Ломба (Lomb) [41]. Однако было установлено, что адекватная интерполяция и последующее преобразование Фурье являются более эффективными [42].

При спектральном анализе ВСП важное значение имеет длительность анализируемой выборки. При коротких записях (5 минут) выделяют три главных спектральных компоненты. Эти компоненты соответствуют диапазонам дыхательных волн и медленных волн регуляции 1-го и 2-го порядка [37]. В западной литературе соответствующие спектральные компоненты получили названия высокочастотных (High Frequency – HF), низкочастотных (Low Frequency – LF) и очень низкочастотных (Very Low Frequency – VLF).

Данные спектральные компоненты, согласно существующим стандартам, [35] имеют следующие диапазоны частот:

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

При анализе длительных записей (от нескольких часов до 24 часов) выделяют также и ультранизкочастотный компонент – Ultra Low Frequency (ULF) с частотами меньше 0,003 Гц. Спектральными диагностическими показателями являются общая спектральная мощность во всех диапазонах, мощности спектральных составляющих в указанных диапазонах и их соотношение, характеризующее динамику изменения ВСП и баланс регуляции автономной нервной системы [43].

Комплексное взаимодействие разнообразных факторов, оказывающих влияние на сердечный ритм, обуславливают нелинейный характер изменений его показателей. Для их описания применяются методы нелинейной динамики, в частности фрактальный анализ временных рядов, оценивающий меру сложности представленных данных. Установлено, что определенную долю во временной структуре сердечного ритма составляют непериодические хаотические компоненты, имеющие фрактальную природу. В частности, было показано, что изменение степени выраженности шумовых компонентов в структуре ритма сердца связано с повышенным риском внезапной сердечной смерти [44].

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

Вычисление показателя Хёрста производится по следующей схеме:

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

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

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

2) далее вычисляется размах отклонения  $R$ :

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

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

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

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

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

Метод DFA позволяет проводить изучение структуры различных процессов, в том числе и нестационарных, с точки зрения статистического самоподобия. Для количественного описания сердечного ритма как фрактальной структуры

необходимо определить характеристику самоподобия – показатель флуктуации  $\alpha$ .

Алгоритм вычисления показателя флуктуации  $\alpha$  для анализа нелинейной динамики последовательности R-R интервалов включает в себя следующие этапы:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Известно, что изменения показателей ритма сердца при стрессе наступают раньше, чем появляются выраженные биохимические и гормональные сдвиги, так как реакция нервной системы обычно опережает действие гуморальных факторов. Это позволяет путем наблюдения за показателями активности ВНС своевременно корректировать состояние человека и предупреждать появление выраженных проявлений стрессовой реакции или развития кардиологических патологий.

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

### **5.3. Методы компьютерной обработки биомедицинских сигналов в системах мониторинга параметров сердечного ритма**

#### **5.3.1. Основы цифровой фильтрации биомедицинских сигналов**

Наиболее эффективным способом уменьшения влияния артефактов различной природы возникновения на регистрируемые биомедицинские сигналы является использование методов цифровой фильтрации, к преимуществам которых относятся высокая точность, гибкость настройки и стабильность функционирования.

В общем случае под фильтром сигналов понимается устройство, предназначенное для выделения желательных компонентов спектра сигнала и/или подавления нежелательных компонентов. В зависимости от типа сигнала все электронные фильтры можно разделить на два класса: аналоговые и цифровые фильтры. Цифро-

вые фильтры в свою очередь в зависимости от способа реализации можно классифицировать на программные и аппаратные. Аппаратные цифровые фильтры реализуются на элементах интегральных схем, в то время как программные фильтры реализуются с помощью программ, выполняемых на ПЛИС, микроконтроллерами или ЭВМ [22].

По виду амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) все фильтры подразделяются на фильтры низких частот (ФНЧ), фильтры высоких частот (ФВЧ), полосовые фильтры и режекторные фильтры. ФНЧ пропускает низкие частоты и задерживает высокие, ФВЧ задерживает низкие частоты и пропускает высокие, полосовой фильтр пропускает полосу частот от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  и задерживает те частоты, которые расположены выше или ниже этой полосы частот, режекторный фильтр задерживает полосу частот от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  и пропускает частоты, расположенные выше или ниже этой полосы частот.

Другой классификацией фильтров является классификация по типу импульсной характеристики фильтра. Под импульсной характеристикой фильтра подразумевается его реакция на единичный импульс (математическая модель – дельта-функция Дирака) при нулевых начальных условиях.

Применительно к теории цифровых фильтров импульсная характеристика часто называется ядром фильтра. Единичный импульс в цифровых системах представляет собой импульс минимальной длительности равной периоду дискретизации и максимальной амплитуды. Выходной сигнал цифрового фильтра может быть получен с помощью свертки импульсной характеристики фильтра и входного сигнала:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N h(k) \cdot x(n-k)$$

где:  $x(n)$  – входной сигнал,  $y(n)$  – выходной сигнал,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ : номер отсчета дискретного сигнала,  $N$  – общее количество отсчетов дискретного сигнала.



По типу импульсной характеристики фильтры подразделяются на рекурсивные и нерекурсивные. Рекурсивные фильтры или фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) представляют собой фильтры, использующие один или несколько выходов в качестве входа, то есть представляют собой фильтры с обратной связью. Основным свойством таких фильтров является то, что их импульсная характеристика имеет бесконечную длину во времени, а передаточная характеристика имеет дробно-рациональный вид [22].

Нерекурсивные фильтры или фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) представляют собой фильтры с ограниченной во времени импульсной характеристикой (с определенного момента времени импульсная характеристика становится точно равной нулю). Знаменатель передаточной характеристики фильтра представляет собой константу.

Передаточная характеристика цифрового фильтра представляет собой дифференциальный оператор, выражающий связь между входным и выходным сигналами фильтра. В теории цифровых фильтров принято записывать передаточную характеристику как отношение  $z$ -преобразований выходного и входного сигналов.

$Z$ -преобразованием или преобразованием Лорана называется свертывание исходного сигнала, заданного последовательностью вещественных отсчетов во временной области, в аналитическую функцию комплексной частоты. Для одностороннего варианта  $z$ -преобразование имеет следующий вид:

$$X(z) = \sum_{m=0}^{\infty} x(m) \cdot z^{-m}, \quad z = A \cdot e^{j\varphi}$$

где:  $A$  – амплитуда комплексного числа  $z$ ,  $\varphi$  – фаза комплексного числа  $z$ .

Обратное  $z$ -преобразование имеет следующий вид:

$$x(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint_C X(z) \cdot z^{n-1} dz$$

где:  $C$  – контур, охватывающий область сходимости  $X(z)$  и содержащий все вычеты  $X(z)$ .

Z-преобразование простейших дискретных функций представлено в Таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Z-преобразование некоторых функций

Сигнал, $x(n)$	Z-преобразование, $X(z)$
$\delta(n)$	1
$\delta(n-n_0)$	$\frac{1}{z^{n_0}}$
$u(n)$	$\frac{z}{z-1}$
$a \cdot u(n)$	$\frac{1}{1-a \cdot z^{-1}}$

Основной способ проектирования цифровых фильтров заключается в преобразовании известной передаточной характеристики соответствующего аналогового фильтра из  $s$ -области в  $z$ -область с использованием билинейного преобразования (преобразования Тастина). Данный подход обусловлен тем, что методы синтеза аналоговых фильтров хорошо известны и тщательно проработаны. Билинейное преобразование осуществляется с помощью подстановки следующего вида:

$$z = \frac{2 + s \cdot T}{2 - s \cdot T}$$

где:  $T$  – интервал дискретизации сигнала.

Передаточная характеристика БИХ-фильтра в  $z$ -области в общем случае имеет следующий вид:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$$

где:  $a_k$  – коэффициенты обратной связи,  $b_k$  – весовые коэффициенты входного сигнала,  $M$  – порядок входного сигнала,  $N$  – порядок обратной связи.

Разностное уравнение БИХ-фильтра, описывающее соотношение между входным и выходным сигналами, имеет следующий вид:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k \cdot y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k \cdot x(n-k)$$

Импульсная характеристика или ядро БИХ-фильтра имеет следующий вид:

$$h(n) = \sum_{k=0}^M b_k \cdot \delta(n-k) - \sum_{k=1}^N a_k \cdot h(n-k)$$

Частотная характеристика фильтра определяется на основании прямого преобразования Фурье от частотной характеристики фильтра:

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cdot e^{-\frac{2\pi j}{N}nk}$$

где:  $h(n)$  – импульсная характеристика фильтра во временной области,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ : отсчеты импульсной характеристики во временной области,  $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ : отсчеты импульсной характеристики в частотной области.

При этом модуль прямого преобразования Фурье частотной характеристики фильтра представляет собой амплитудно-частотную характеристику фильтра, а аргумент – фазо-частотную характеристику.

На рисунке 5.3 приведена структурная схема реализации БИХ-фильтра. Устойчивость БИХ-фильтра зависит от его передаточной характеристики. Для дискретного фильтра необходимо и достаточно, чтобы все полюса (корни характеристического полинома, находящегося в знаменателе) его передаточной функции по модулю были меньше единицы, т.е. лежали внутри единичного круга на  $z$ -плоскости.

Физическая реализуемость БИХ-фильтра подразумевает, что порядок числителя передаточной функции не превышает порядка знаменателя, при этом, как правило, выбирают  $M=N$ . БИХ-фильтры могут быть построены с использованием только трех элементов или основных операций – умножитель, сумматор и блок задержки.

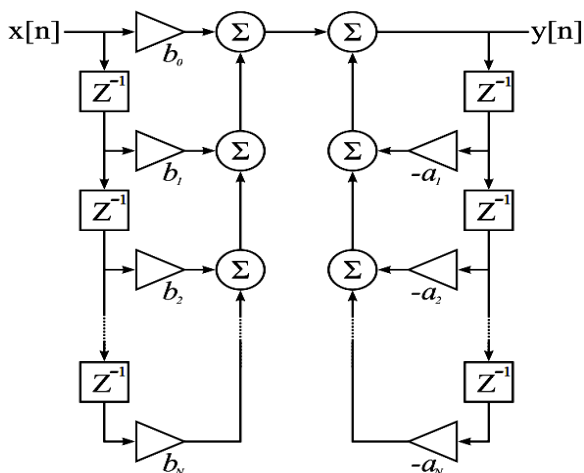


Рисунок 5.3 – Структурная схема реализации БИХ-фильтра ( $M=N$ )

Передаточная характеристика КИХ-фильтра в общем случае имеет следующий вид:

$$H(z) = \sum_{k=0}^M b_k z^{-k}$$

Разностное уравнение КИХ-фильтра имеет следующий вид:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x(n-k)$$

КИХ-фильтры по аналогии с БИХ-фильтрами могут быть также реализованы с трех элементов или основных операций – умножителя, сумматора и блока задержки. На рисунке 5.4 приведена структурная схема реализации КИХ-фильтра.

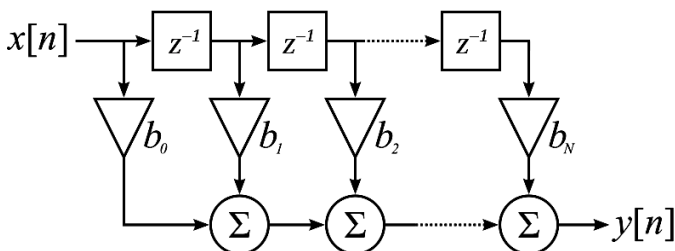


Рисунок 5.4 – Структурная схема реализации КИХ-фильтра

Преимуществами КИХ-фильтров является устойчивость и возможность линеаризации фазовой характеристики. Недостатками КИХ-фильтров является то, что длительность импульсной характеристики может оказаться достаточно большой для достижения резкого спада частотной характеристики на границе зоны пропускания.

Также необходимо отметить, что реализация КИХ-фильтров всегда сложнее, чем реализация БИХ-фильтров с аналогичными характеристиками. При решении задач цифровой фильтрации биомедицинских сигналов оба вида фильтров находят широкое применение.

Рекурсивные фильтры по виду аппроксимирующего полинома передаточной характеристики классифицируются на фильтры Бесселя, Баттерворта, Чебышева и эллиптические фильтры.

Наиболее распространенными при решении задач цифровой фильтрации биомедицинских сигналов являются фильтры Баттерворта. Амплитудная характеристика фильтра нижних частот Баттерворта имеет следующий вид:

$$G^2(\omega) = \frac{G_0^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}$$

где:  $n$  – порядок фильтра,  $\omega_c$  – частота среза фильтра (частота на которой амплитуда равна  $0,707 \cdot G_0$ ),  $G_0$  – коэффициент усиления на нулевой частоте (постоянной составляющей).

При бесконечных значениях  $n$  АЧХ фильтра становится прямоугольной функцией, при этом частоты ниже частоты среза будут пропускаться с коэффициентом  $G_0$ , а частоты выше частоты среза будут полностью подавляться.

К основным особенностям фильтров Баттерворта относятся максимально гладкая АЧХ в полосе пропускания и полосе затухания, которая снижается почти до нуля на частотах полосы затухания. Для фильтров первого порядка АЧХ затухает со скоростью  $-6$  дБ на октаву или  $-20$  дБ на декаду, для фильтров второго порядка скорость затухания АЧХ составляет  $-12$  дБ на октаву или  $-40$  дБ на декаду.

Фильтры Баттерворта по сравнению с другими типами фильтров имеют более пологий спад в переходной области, поэтому с целью обеспечения требуемых характеристик подавления должны иметь более высокий порядок, что затрудняет процесс разработки аналоговых фильтров, но практически не влияет на разработку цифровых фильтров [22].

Другим недостатком фильтров Баттерворта является нелинейность его фазовой характеристики. Для устранения нелинейности фазовой характеристики сигнал после прохождения фильтра пропускается через него повторно, но в обратном по времени направлении.

Фильтры Бесселя характеризуются линейной фазо-частотной характеристикой, однако, имеют при этом пологую форму АЧХ с невысокой скоростью затухания характеристики в переходной зоне, что приводит к необходимости использования высоких порядков при разработке фильтров для достижения приемлемого затухания в полосе задержки фильтра. Передаточная характеристика фильтра Бесселя нижних частот имеет следующий вид:

$$H(s) = \frac{\theta_n(0)}{\theta_n(s/\omega_0)}$$

где:  $\theta_n(s)$  – обратный многочлен Бесселя  $n$ -го порядка,  $\omega_0$  – частота среза фильтра.

На рисунке 5.5 показан график АЧХ характеристики (2) и ФЧХ (1) для низкочастотного Бесселя четвертого порядка.

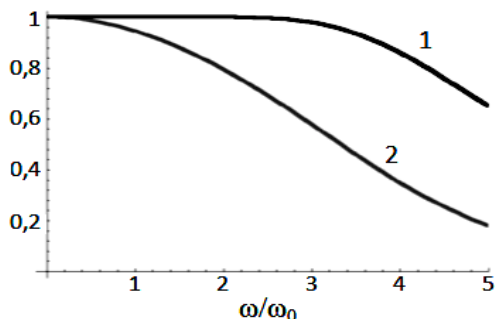


Рисунок 5.5 – АЧХ (линия 2) и ФЧХ (линия 1) фильтра Бесселя третьего порядка

Отличительной особенностью фильтров Чебышева является более крутой спад АЧХ, чем у рассмотренных ранее фильтров и существенные пульсации АЧХ в полосе пропускания (фильтр Чебышева I рода) или в полосе затухания (фильтр Чебышева II рода). Наличие пульсаций в полосе пропускания затрудняет использование данного типа фильтров при обработке биомедицинских сигналов, в силу невозможности присутствия нелинейных искажений биосигналов в задачах медицинской диагностики. АЧХ фильтра Чебышева I рода имеет следующий вид:

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}}$$

где:  $\varepsilon$  – показатель пульсаций,  $\omega_0$  – частота среза фильтра,  $T_n(\omega)$  – многочлен Чебышева  $n$ -го порядка. На частоте среза  $\omega_0$  коэффициент усиления фильтра имеет значение  $1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$ . Пульсации в полосе пропускания задаются в децибелах и определяются следующим образом:  $20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$ .

АЧХ фильтра Чебышева II рода имеет следующий вид:

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}}}$$

Характерной особенностью эллиптических фильтров является наличие пульсаций, как в полосе пропускания, так и в полосе подавления, при этом эллиптические фильтры имеют самый крутой спад АЧХ среди всех рассмотренных типов фильтров. АЧХ эллиптических фильтров низких частот имеет следующий вид:

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 R_n^2\left(\xi, \frac{\omega}{\omega_0}\right)}}$$

где:  $\varepsilon$  – показатель пульсаций,  $\xi$  – показатель селективности,  $\omega_0$  – частота среза фильтра,  $R_n(\omega)$  – рациональная эллиптическая функция  $n$ -го порядка.

На рисунке 5.6 приведены АЧХ различных типов фильтров пятого порядка.

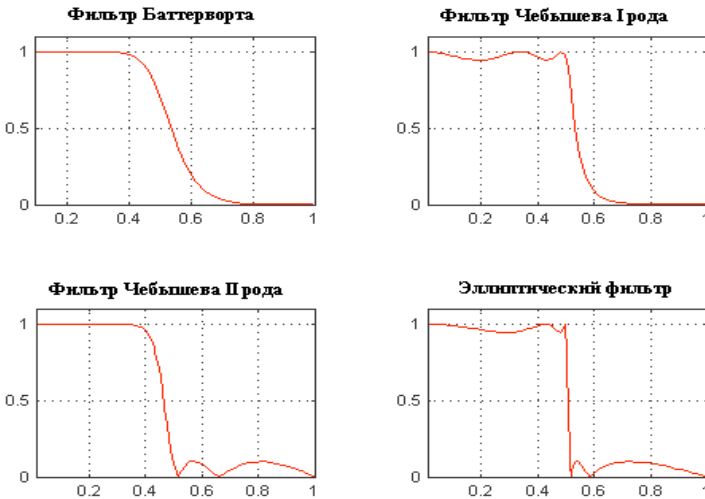


Рисунок 5.6 – АЧХ различных видов фильтров



Существует целый класс фильтров, результатом разработки которых не является определенная частотная характеристика получаемых фильтров. Несмотря на это данный класс фильтров обладает частотной характеристикой, получаемой с помощью операции прямого преобразования Фурье его импульсной характеристики, и также может быть классифицирован на ФНЧ и ФВЧ.

Преимуществом фильтрации во временной области является то, что нет необходимости в оценке спектральных характеристик сигнала и помехи, кроме того обработка во временной области во многих случаях выполняется быстрее, чем в частотной.

Для устранения случайных шумов, в том числе шумов квантования, высокочастотных артефактов и помех, для сглаживания сигнала наиболее часто используется фильтрация скользящего среднего. В общем случае фильтр скользящего среднего задается следующим образом:

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

где:  $x(n)$  – входной сигнал,  $N$  – порядок фильтра,  $b_k$  – набор весовых коэффициентов фильтра,  $y(n)$  – выходной сигнал.

На рисунке 5.7 приведена структурная схема фильтра скользящего среднего.

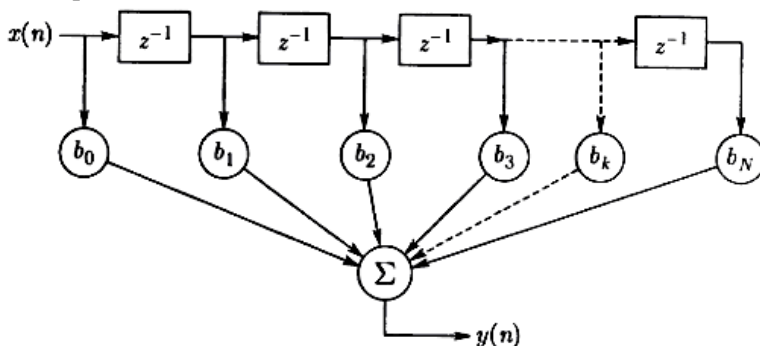


Рисунок 5.7 – Структурная схема фильтра скользящего среднего

Фильтр скользящего среднего является КИХ фильтром. К преимуществам фильтра скользящего среднего относится простота

его реализации, линейность фазовой характеристики, при условии, что набор весовых коэффициентов фильтра является симметричным или антисимметричным.

Наиболее простой реализацией фильтр скользящего среднего является фильтр фон Ганна или фильтр Хеннинга, определяемый следующим выражением:

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

Импульсную характеристику фильтра Хеннинга можно получить при условии, что входной сигнал представляет собой единичный импульс  $x(n) = \delta(n)$ :

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

Передаточная функция фильтра Хеннинга в  $z$ -области определяется следующим выражением:

$$H(z) = \frac{1}{4} [1 + 2z^{-1} + z^{-2}]$$

Частотная характеристика фильтра Хеннинга получается из передаточной функции путем подстановки:  $z = e^{j\omega T}$ ,  $T$  – интервал дискретизации сигналов,  $\omega$  – частота в рад/с. Если положить  $T=1$  и иметь дело с нормализованной частотой в диапазоне  $0 \leq \omega \leq 2\pi$  и  $0 \leq f \leq 1$ , тогда  $f=1$  и  $\omega=2\pi$  представляют собой частоту дискретизации, при этом более низкие значения частот будут представлять нормализованные частоты в пределах частоты дискретизации.

На рисунке 5.8 приведены амплитудная и фазовая характеристики сглаживающего фильтра Хеннинга (частота дискретизации сигналов равна 1000 Гц).

Более существенное сглаживание может быть достигнуто путем усреднения отсчетов в более продолжительном временном окне за счет увеличения задержки фильтра, например на основе применения сглаживающего 8-точечного фильтра скользящего среднего, задаваемого следующим выражением:

$$y(n) = \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 x(n-k)$$

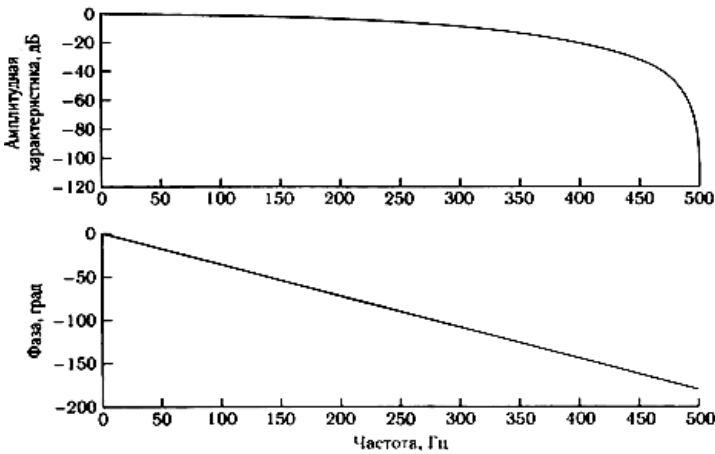


Рисунок 5.8 – Амплитудная и фазовая характеристики сглаживающего фильтра Хеннинга

На рисунке 5.9 приведены частотная характеристика сглаживающего 8-точечного фильтра скользящего среднего (частота дискретизации сигналов равна 1000 Гц).

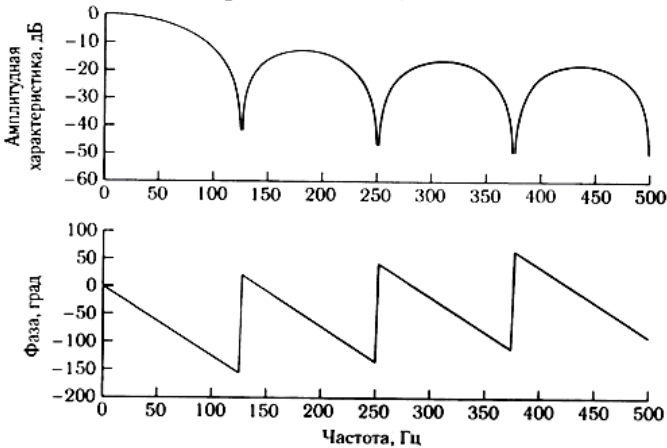


Рисунок 5.9 – Частотная характеристика сглаживающего 8-точечного фильтра скользящего среднего

Таким образом, свойства фильтров скользящего среднего определяются шириной окна усреднения отсчетов  $N$ , которая зависит от частоты дискретизации и спектральных характеристик фильтруемого сигнала.

Для устранения низкочастотных артефактов и постоянной составляющей, присутствующих при регистрации биосигналов, во временной области используются фильтры, основанные на выполнении операции дифференцирования.

При цифровой обработке сигналов базовое определение первой производной задается оператором первой разности:

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

Передаточная функция оператора первой разности в  $z$ -области имеет вид:

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

Частотная характеристика оператора первой разности определяется выражением:

$$H(\omega) = \frac{1}{T} \exp(-j \frac{\omega}{2}) \left[ 2j \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \right]$$

Зависимости АЧХ и ФЧХ оператора первой разности приведены на рисунке 5.10. Оператор первой разности полностью удаляет постоянную составляющую сигнала, а также ослабляет низкочастотные компоненты, но при этом приводит к усилению высокочастотных компонент сигнала, в том числе высокочастотных помех и шумов, содержащихся в исходном биосигнале, что может привести к увеличению зашумленности сигнала [3].

В силу этого, перед применением операций дифференцирования часто используют предварительную низкочастотную фильтрацию биосигналов. К преимуществам оператора первой разности относят простоту реализации, линейную фазовую характеристику.

Зачастую оператор первой разности приводит к значительному усилению высокочастотных компонент сигнала, являющихся информационными признаками биосигналов. Например, при разработке методов детектирования QRS-комплексов ЭКГ сигнала, являющихся наиболее высокочастотным компонентом сигнала, используют методы цифровой обработки на основе применения операций дифференцирования для выделения информативных признаков биосигналов.

Проблема нежелательного усиления высокочастотных компонент оператором первой разности может быть решена путем использования оператора трехточечной центральной разности:

$$y(n) = \frac{1}{2T} [x(n) - x(n-2)]$$

Передаточная функция оператора трехточечной центральной разности имеет следующий вид:

$$H(z) = \frac{1}{2T} (1 - z^{-2}) = \left[ \frac{1}{T} (1 - z^{-1}) \right] \left[ \frac{1}{2} (1 + z^{-1}) \right]$$

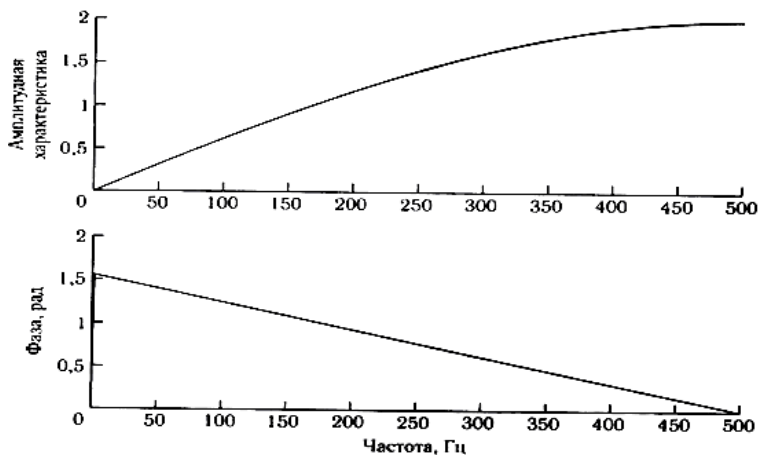


Рисунок 5.10 – Амплитудная и фазовая характеристики оператора первой разности

Передаточная функция оператора трехточечной центральной разности представляет собой произведение передаточных

функций оператора первой разности и двухточечного фильтра скользящего среднего и, следовательно, может быть реализован путем каскадного соединения соответствующих фильтров.

На рисунке 5.11 приведены зависимости АЧХ и ФЧХ оператора трехточечной центральной разности.

Оператор трехточечной центральной разности может рассматриваться как один из вариантов полосовой фильтрации, реализуемой во временной области.

Двигательные артефакты носят случайный характер и приводят к наибольшим искажениям биосигналов. Обработка биосигналов на фоне присутствия двигательных артефактов сталкивается с рядом трудностей, заключающихся в том, что природа появления двигательных артефактов имеет случайный характер, а их частотные компоненты зачастую перекрываются с основной полосой частот биосигналов (ЭКГ сигнал, сигнал артериальной пульсации крови).

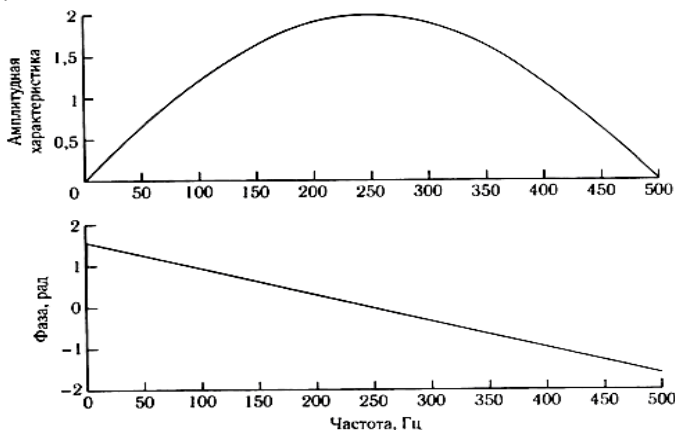


Рисунок 5.11 – Амплитудная и фазовая характеристики оператора трехточечной центральной разности

Одним из наиболее эффективных способов уменьшения влияния двигательных артефактов является использование устойчивых алгоритмов обработки, в том числе основанных на применении методов корреляционной обработки.

Суть корреляционной обработки сигналов заключается в вычислении взаимно-корреляционной функции между фрагментом обрабатываемого сигнала и неким эталонным образцом данного сигнала, свободного от проявления искажающих помех и шумов. Корреляционные фильтры (согласованные фильтры) используются для обнаружения скрытых в шумах сигналов с известными характеристиками [3].

Большинство биомедицинских сигналов являются квазипериодическими сигналами, содержащими повторяющиеся эпохи, имеющие схожие друг с другом характеристики. В качестве образца какой-либо эпохи биомедицинского сигнала, как правило, используется либо усредненный фрагмент данного сигнала, свободный от помех и шумов, либо модельная аппроксимация фрагмента биосигнала, построенная на основе априорно известных данных о форме и амплитудно-временных характеристиках опорного фрагмента.

Пусть  $x(t)$  опорный сигнал, представляющий собой идеальный образец изучаемого события;  $X(f)$  – преобразование Фурье от  $x(t)$ . Рассмотрим прохождение  $x(t)$  через линейный инвариантный во времени фильтр, импульсная характеристика которого  $h(t)$ , частотная характеристика  $H(f)$ . Выходной сигнал фильтра в данном случае определяется выражением  $y(t)=x(t)*h(t)$  или  $Y(f)=X(f) \cdot H(f)$ . Выходная энергия максимизируется, если частотная характеристика фильтра определяется выражением следующего вида:

$$H(f)=K X^*(f) \cdot \exp(-j2\pi f t_0)$$

где:  $K$  – масштабирующий коэффициент,  $t_0$  – временная задержка.

Соответствующая импульсная характеристика фильтра имеет вид:

$$h(t)=K x(t- t_0)$$

Частотная характеристика согласованного фильтра пропорциональна комплексно сопряженному преобразованию Фурье обнаруживаемого сигнала. Во временной области импульсная характеристика фильтра представляет собой обращенную или отраженную версию опорного сигнала, который был задержан и промас-

штабирован. Величина задержки определяется длительностью опорного фрагмента сигнала.

В силу того, что импульсная характеристика фильтра представляет собой отраженную версию  $x(t)$ , операция свертки, выполняемая согласованным фильтром эквивалентна корреляции: выходной сигнал в этом случае равен функции взаимной корреляции между входным и опорным сигналом. Когда фрагмент входного сигнала фильтра, отличного от  $x(t)$  сопоставляется с опорным сигналом, выходной сигнала согласованного фильтра аппроксимирует автокорреляционную функцию опорного сигнала при соответствующей временной задержке.

Результат в частотной области будет определяться следующим выражением, представляющим собой спектральную плотность мощности опорного сигнала без учета временной задержки и масштабирующего коэффициента:

$$Y(f) = X(f) \cdot H(f) = X(f) \cdot X^*(f) = S_{xx}(f)$$

Таким образом, выходной сигнал согласованного фильтра достигает своего максимума в момент появления сигнала, являющегося аппроксимацией опорного сигнала.

Рассмотренные ранее фильтры оперируют ограниченной информацией о временных и/или спектральных характеристиках сигнала и помехи. Данный способ фильтрации можно рассматривать как эмпирически подобранный, при этом получаемый результат не является гарантированно лучшим, иными словами не является оптимальным с точки зрения максимизации соотношения сигнал/шум на выходе используемого фильтра.

Теория фильтров Винера позволяет разработать оптимальный фильтр для устранения помех и шумов из сигнала при условии, что сигнал и шум являются независимыми стационарными случайными процессами, при этом известны характеристики неискаженного сигнала и характеристики присутствующих шумов и помех. Параметры Винеровского фильтра оптимизированы с использованием некоего критерия эффективности, при этом обеспечивается наилучший достижимый результат при данных условиях



и при данной доступной информации о характеристиках фильтруемого сигнала и присутствующих помех и шумов [3, 29].

При решении задач фильтрации биомедицинских сигналов фильтр Винера можно представить в виде КИХ фильтра с одним входом и одним выходом с вещественными коэффициентами. На рисунке 5.12 приведена обобщенная структурная схема оптимального фильтра Винера с коэффициентами  $w_i, i=0, 1, 2, \dots, M-1$ , входом  $x(n)$  и выходом  $d^*(n)$ .

Выходной сигнал фильтра  $d^*(n)$  рассматривается как оценка сигнала  $d(n)$ , представляющего собой идеальный неискаженный сигнал. Если известен и доступен сигнал  $d(n)$ , то можно рассчитать оценку ошибки между выходом и требуемым сигналом как:

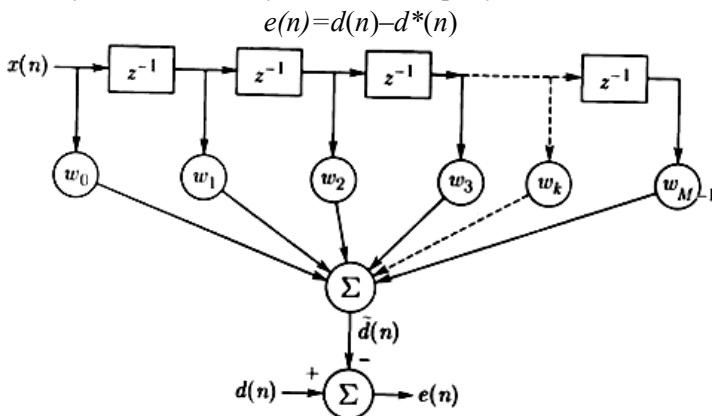


Рисунок 5.12 – Структурная схема фильтра Винера

В силу того, что оценка  $d^*(n)$  является выходом линейного КИХ фильтра, она может быть выражена как свертка входного сигнала  $x(n)$  с последовательностью весов  $w_i$ , являющейся импульсной характеристикой фильтра, следующим образом:

$$d^*(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k \cdot x(n-k)$$

Последовательность весовых коэффициентов фильтра может быть описана как вектор размерностью  $M \times 1$ :

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, w_2, \dots, w_{M-1}]^T$$

Вектор отсчетов входного сигнала можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{x}(n)=[x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T$$

В этом случае свертка входного сигнала и импульсной характеристики фильтра может быть представлена как скалярное произведение векторов:

$$d^*(n)=\mathbf{w}^T \cdot \mathbf{x}(n)=\mathbf{x}(n)^T \cdot \mathbf{w}$$

Ошибка оценки определяется выражением:

$$e(n)=d(n)-\mathbf{w}^T \cdot \mathbf{x}(n)$$

Фильтр Винера оценивает последовательность весовых коэффициентов, которые минимизируют среднеквадратичную величину ошибки оценки, в этом случае выходной сигнал фильтра является оценкой минимальной среднеквадратичной ошибки требуемого отклика, фильтр в этом случае является оптимальным фильтром.

Частотная характеристика фильтра Винера может быть описана следующим выражением (с подробным математическим выводом можно самостоятельно ознакомиться в [3]):

$$S(\omega) = \frac{S_d(\omega)}{S_d(\omega) + S_\eta(\omega)}$$

где:  $S(\omega)$  – частотная характеристика Винеровского фильтра,  $S_d(\omega)$  – спектральная плотность мощности требуемого сигнала  $d(n)$ ,  $S_\eta(\omega)$  – спектральная плотность мощности шумового процесса или помехи.

Рассмотренные ранее виды фильтрации, основанные на использовании цифровых фильтров с постоянными параметрами, хорошо подходят для случаев, когда характеристики сигналов и помех являются стационарными и известными. Однако фильтры такого вида не применимы в тех случаях, когда характеристики сигнала или шума изменяются во времени (при этом необходимо заметить, что большинство биомедицинских сигналов являются по своей природе нестационарными процессами), а также в тех случаях, когда спектральный состав сигнала и помех существенно перекрываются. Примером таких ситуаций может служить иска-

жение относительно низкочастотных биосигналов (например, сигнал артериальной пульсации крови) двигательными артефактами, одновременное присутствие при регистрации двух сигналов со схожими спектральными характеристиками биоэлектрической активности сердца матери и плода. Использование фильтров с постоянными характеристиками не позволит эффективно разделить сигнал от помехи [3].

Для решения задачи необходимо разработать фильтр, параметры которого будут адаптироваться к изменяющимся характеристикам сигнала и помехи. При этом должен быть доступен канал регистрации сигнала информации, связанной с помехой. Например, в случае фильтрации биосигнала в условиях присутствия двигательных артефактов в качестве дополнительного канала регистрации информации, связанной с помехой, может использоваться акселерометр или датчик перемещения. Таким образом, к разрабатываемому фильтру предъявляются два требования: он должен быть адаптивным и оптимальным.

На рисунке 5.13 приведена обобщенная структурная схема адаптивного фильтра, реализующего процедуру адаптивного подавления шумов (АПШ).

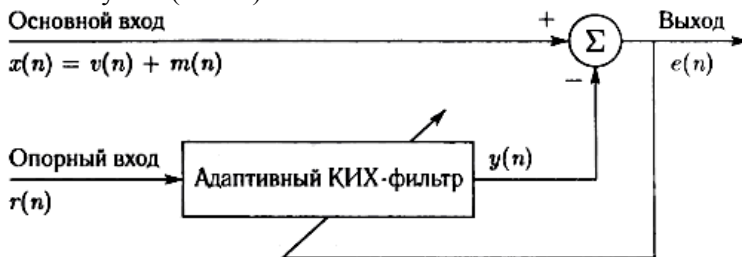


Рисунок 5.13 – Структурная схема адаптивного фильтра

Основной вход фильтра представляет собой смесь полезного сигнала  $v(n)$  и присутствующей искажающей помехи на основном входе  $m(n)$ :

$$x(n) = v(n) + m(n)$$

Требуется оценить помеху или шум  $m(n)$  и устранить ее из  $x(n)$  для получения полезного сигнала  $v(n)$ . Предполагается, что

$v(n)$  и  $m(n)$  некоррелированы. Для адаптивной фильтрации необходим второй вход, известный как опорный вход  $r(n)$ , который не коррелирован с полезным сигналом  $v(n)$ , но тесно связан или коррелирован с помехой или шумом  $m(n)$  каким-либо способом, знать который нет необходимости.

Процедура АПШ модифицирует или фильтрует сигнал на опорном входе  $r(n)$  таким образом, чтобы получить некоторый сигнал  $y(n)$ , который настолько близок к шуму  $m(n)$ , насколько это возможно. Далее сигнал  $y(n)$  вычитается из сигнала на основном входе для получения оценки требуемого полезного сигнала  $v^*(n)$ :

$$v^*(n) = e(n) = x(n) - y(n)$$

Основной целью использования процедуры АПШ является получение такого выходного сигнала  $e(n)$ , который близок по критерию наименьших квадратов к полезному сигналу  $v(n)$ , что достигается подачей выходного сигнала на адаптивный фильтр в качестве обратной связи и настройкой фильтра для минимизации общей выходной мощности системы. Выходной сигнал системы используется в качестве сигнала ошибки для адаптивного процесса. Минимизация общей выходной мощности максимизирует отношение сигнал/шум на выходе фильтра.

Выходной сигнал адаптивного фильтра  $y(n)$  в ответ на входной сигнал  $r(n)$  определяется разностным уравнением:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k \cdot r(n-k)$$

Ошибка оценки или выходной сигнал системы АПШ определяется как:

$$e(n) = x(n) - \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{r}(n)$$

В качестве методов максимизации соотношения сигнал/шум на выходе наиболее часто используются метод наименьших средних квадратов или рекурсивный метод наименьших квадратов. Целью алгоритмов оптимизации является адаптивная настройка вектора весовых коэффициентов фильтра для минимизации среднеквадратичной ошибки выходного сигнала системы АПШ  $e(n)$ .

Более подробную информацию об указанных алгоритмах для самостоятельного изучения можно найти в [3].

### **5.3.2. Методики детектирования характеристических точек биомедицинских сигналов**

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

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

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

Зачастую выбор характеристической точки продиктован необходимостью обеспечения наилучшего детектирования фрагмента биосигнала, в связи с этим характеристическая точка может не соответствовать моменту наступления физиологического события. Например, в качестве характеристической точки биосигналов часто выбирают точку максимума первой производной биосигнала [3].

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

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

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

На стадии предварительной обработки биосигналов наиболее часто используются:

- методы частотной фильтрации;
- фильтрация во временной области,
- методы, основанные на первой производной и нелинейных преобразованиях.

Реже применяются методы, основанные на корреляционной обработке, применении вейвлет-преобразований, сингулярных разложений сигнала и использовании нейронных сетей [48].

Применение полосовой частотной фильтрации на этапе предварительной обработки биомедицинских сигналов позволяет уменьшить влияние различного рода помех, как физического, так и биологического происхождения [45].

Основными видами помех физического происхождения являются помехи электрической природы, обусловленные воздействием электрических сетей питания, шумами аналоговых элементов измерительного преобразователя биомедицинских сигналов, шумами квантования аналого-цифрового преобразования биосигналов.

К артефактам физиологического происхождения, как правило, относятся помехи, обусловленные дыханием или движениями обследуемого во время регистрации биосигналов, а также любую активность систем организма, не связанную с регистрируемым процессом, но оказывающую влияние на определяемые значения диагностических показателей. Наиболее ярким примером таких процессов может служить миографическая активность периферических мышц при регистрации ЭКГ сигнала.

Дыхательные тренды, присутствующие в сигнале артериальной пульсации крови, искажают изолинию и форму биосигнала. Двигательные артефакты носят случайный характер и приводят к наибольшим искажениям биосигнала. Обработка сигнала артериальной пульсации крови на фоне присутствия двигательных артефактов сталкивается с рядом трудностей, заключающихся в том, что природа появления двигательных артефактов имеет случайный характер, а их частотные компоненты перекрываются с основной полосой частот сигнала артериальной пульсации крови.

В основе принципа линейной частотной фильтрации лежит различие в спектральных характеристиках биосигналов и различного вида помех.

Наличие низкочастотных помех, обусловленных дыханием человека во время регистрации биосигналов, обуславливает необходимость предварительной фильтрации биосигналов цифровыми фильтрами верхних частот (ФВЧ). Дыхательные тренды, присутствующие в большинстве биомедицинских сигналов, искажают изолинию и форму сигнала, что может приводить к неточностям в определении временного положения опорной точки. В силу того, что максимальная частота дыхания человека не может превышать 0,5 Гц, то одним из способов борьбы с дыхательными помехами является применение цифровой фильтрации с помощью фильтров верхних частот с частотой среза не более 0,5 – 0,7 Гц.

Применение фильтров нижней частоты (ФНЧ) позволяет уменьшить или полностью исключить влияние помех от электрической сети, с основной частотой 50 Гц. Для относительно высокочастотных биосигналов (ЭКГ, ЭМГ сигналы) применения ФНЧ с частотой среза менее 50 Гц может привести к значительному искажению за счет избыточного сглаживанию биосигнала, поэтому в таком случае наиболее целесообразным является режекторная фильтрация, при которой частота среза фильтра точно настраивается на частоту присутствующей в биосигнале помехи электрического происхождения.

Ряд схем обнаружения характеристических точек биосигналов содержат в себе этапы дифференцирования сигнала. Известно, что дифференцирование сигналов приводит к усилению содержащихся в них высокочастотных шумов и помех, которые могут быть обусловлены шумами квантования, а также помехами от электрической сети питания.

Таким образом, на предварительной стадии обработки сигналов необходимо подавление такого рода помех с помощью цифровых фильтров нижних частот (ФНЧ). Последовательно соединенные ФВЧ и ФНЧ образуют полосовой фильтр, частоты среза которого зависят от частотных характеристик исследуемых биосигналов. Применение методов частотной полосовой на начальном



этапе предварительной обработки биосигналов обеспечивает снижение погрешностей детектирования характеристических точек.

В качестве цифровых фильтров для предварительной обработки биосигналов наиболее целесообразно использовать фильтр Баттерворта, к преимуществам которого можно отнести максимально плоскую частотную характеристику в полосе пропускания и невысокие требования к вычислительной мощности, что позволяет разработать фильтр высокого порядка, что в свою очередь обеспечивает достаточную крутизну спектральной характеристики.

Для реализации фильтрации во временной области часто используют фильтр скользящего среднего. Применение фильтра скользящего среднего приводит к сглаживанию исходного сигнала, и обычно, используется для устранения ошибок квантования и для устранения высокочастотных шумов в сигнале. Свойства такого рода фильтров полностью определяются шириной окна.

Фильтр скользящего среднего также находит применение для преобразования рассматриваемого биосигнала в более простой сигнал, максимально подходящий для детектирования пороговым устройством. Фильтр скользящего среднего успешно используется для преобразования сигнала артериальной пульсации крови в квазигармонический сигнал, максимумы которого соответствуют временному положению систолического пика с задержкой равной ширине окна. Исследования эффективности использования фильтрации скользящего среднего в задачах обнаружения характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови показали, что максимальная эффективность преобразования сигнала достигается при ширине окна равной  $\frac{1}{4}$  части от частоты дискретизации биосигнала [49].

Применение оператора первой производной к биосигналам позволяет выделить “среднюю” точку переднего фронта сигнала. Как правило, методы, основанные на первой производной, сочетаются с комбинацией различных нелинейных преобразований, после применения оператора первой производной, результат возво-

дится в квадрат, что позволяет улучшить соотношение сигнал/шум и упростить последующий поиск максимумов пороговым устройством в обработанном сигнале [23, 45].

Пороговые устройства выделяют из обработанного сигнала характеристические точки исходного биосигнала. Наибольшее распространение получили адаптивные пороговые детекторы, у которых абсолютное значение порога зависит от амплитуды входного сигнала, благодаря чему происходит адаптация к нестационарному характеру биосигналов. В частности, значение порога адаптивно определяется как доля от среднего значения амплитуд двух предыдущих обнаруженных пиков.

Существуют методы детектирования характеристической точки с помощью скользящего окна фиксированной длительности, в течение которого происходит обнаружение характеристической точки с помощью пороговой схемы, при этом значение порога обычно устанавливается как доля от максимального значения сигнала в данном окне. Длительность скользящего окна выбирается таким образом, чтобы в течение этого времени в сигнале присутствовала, как минимум одна эпоха физиологического события, например, для биосигналов сердечного ритма ширина окна определяется минимально возможной частотой пульса и обычно составляет 1500 – 2000 мс. В качестве порога также используются квантильные оценки на основе непараметрических описательных статистик [49 – 51].

Существуют также дополнительные алгоритмы пороговых устройств обнаружения характеристических точек биосигналов, использующие априорную информацию о временных характеристиках исследуемых физиологических процессов. Например, при обработке биосигналов сердечного ритма можно использовать информацию об априорно известных частотных характеристиках сердечного ритма, в частности, наличие рефрактерного периода сократимости сердечной мышцы. После успешного обнаружения характеристической точки биосигнала сердечного ритма, устанавливается период релаксации, в течение которого детектирование

следующей характеристической точки не осуществляется. Длительность периода релаксации определяется максимально возможной частотой пульса человека и составляет, как правило, 250–300 мс.

С целью повышения эффективности обнаружения характеристических точек биосигналов могут применяться специальные методы коррекции, позволяющие исключать ложно обнаруженные характеристические точки. Наиболее простой реализацией такого метода коррекции является исключение характеристических точек, имеющих аномальные амплитудно-временные характеристики. Например, пропуск очередной характеристической точки биосигналов сердечного ритма приводит к появлению аномального значения длительности текущего сердечного цикла, которое необходимо будет исключить из дальнейшего анализа.

Одним из вариантов построения порогового устройства обнаружения характеристической точки биосигналов является одновременная регистрация и совместная обработка двух или более биосигналов, что позволяет увеличить достоверность результатов детектирования физиологических событий. Например, в диагностических системах анализа сердечного ритма синхронная регистрация ЭКГ сигнала и сигнала артериальной пульсации, с последующим определением временного положения о характеристической точки сигнала артериальной пульсации относительно положения соответствующего R-зубца ЭКГ сигнала [23].

Данный метод основан на использовании априорной информации о существовании доверительного временного интервала относительно положения соответствующего R-зубца ЭКГ сигнала, в пределах которого находится характеристическая точка сигнала артериальной пульсации. На основе имеющихся физиологических данных, а также эмпирических исследований взаимного расположения различных характеристических точек сигнала артериальной пульсации и R-зубца ЭКГ сигнала можно предложить доверительный интервал, относительно временного положения R-зубца ЭКГ сигнала, в котором с вероятностью близкой к 1 будет находиться

характеристическая точка сигнала артериальной пульсации. Преимуществом данного способа построения схемы обнаружения является высокая точность и эффективность детектирования при малой вероятности ложного обнаружения характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови.

### Обнаружитель R-зубцов ЭКГ сигнала

В настоящее время было проведено достаточно большое количество исследований, посвященных построению эффективных схем обнаружения R-зубцов сигнала биоэлектрической активности сердца. С целью обеспечения эффективного обнаружения R-зубца было разработано множество различных алгоритмов, основанных на применении первой и второй производной, методов цифровой фильтрации, применении вейвлет-преобразований, согласованных фильтров и нейронных сетей. Одним из наиболее эффективных методов обнаружения R-зубцов по критерию минимизации погрешности определения временного положения R-зубца является метод Пана-Томпкинса [46, 47].

В данном пособии предлагается рассмотреть обнаружитель R-зубцов ЭКГ сигнала, на основе модифицированного метода Пана-Томпкинса, включающий в себя стадии полосовой фильтрации, предварительной обработки и последующего сглаживания сигнала биоэлектрической активности сердца с помощью фильтра скользящего среднего.

На рисунке 5.14 изображена структурная схема обнаружителя R-зубцов сигнала биоэлектрической активности сердца (1 – блок полосовой фильтрации, 2 – блок предварительной обработки, 3 – фильтр скользящего среднего, 4 – блок формирования скользящего окна, 5 – блок формирования порогового уровня, 6 – пороговое устройство, 7 – детектор максимума).

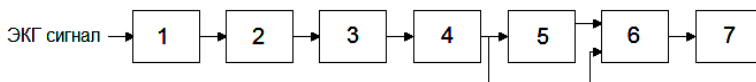


Рисунок 5.14 – Структурная схема обнаружителя R-зубцов ЭКГ сигнала

Полосовая фильтрация сигнала биоэлектрической активности сердца позволяет улучшить соотношение сигнал/шум и повысить достоверность обнаружения R-зубца. Оптимальной полосой пропускания для полосового фильтра при цифровой обработке сигнала биоэлектрической активности сердца в системах мониторинга состояния сердечно-сосудистой системы на основе определения параметров сердечного ритма является полоса 2 – 20 Гц [53].

В качестве полосового фильтра наиболее целесообразно использовать фильтр Баттерворта высокого порядка (8-12), к преимуществам фильтров данного типа относится плоская частотная характеристика в полосе пропускания и невысокие требования к вычислительной мощности, а к недостаткам – нелинейная фазовая характеристика и невысокая крутизна частотной характеристики.

Первый недостаток компенсируется на стадии разработки фильтра: сигнал после прохождения фильтра пропускается через него повторно, но в обратном по времени направлении. Второй недостаток нивелируется выбором порядка фильтра, как правило, фильтры Баттерворта 8-12 порядка обладают достаточной крутизной частотной характеристики, что позволяет эффективно подавлять сигнал помехи и не искажать характеристики полезного сигнала [3].

Сигнал после применения процедур предварительной обработки определяется следующим образом:

$$g(k) = \sum_{i=1}^N [x(k-i+1) - x(k-i)]^2 (N-i+1)$$

где:  $x(k)$  – сигнала биоэлектрической активности сердца после прохождения полосового фильтра,  $N$  – ширина окна,  $g(k)$  – сигнал на выходе блока 2.

На стадии предварительной обработки происходит подавление низкочастотных компонентов сигнала биоэлектрической активности сердца, обеспечивается достаточный коэффициент усиления для высокочастотных компонент, появляющихся из-за крутых склонов QRS комплекса. Операция возведения в квадрат дела-

ет результат положительным и дополнительно усиливает большие разности, возникающие из-за QRS комплекса, а меньшие разности, обусловленные низкочастотными компонентами сигнала биоэлектрической активности сердца, подавляются.

Дальнейшее сглаживание сигнала выполняется с использованием фильтра скользящего среднего по  $M$  точкам:

$$Y(k) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} g(k-j)$$

Выбор ширины окон  $N$  и  $M$  определяется частотой дискретизации и влияет на величину задержки выходного сигнала относительно исходного сигнала биоэлектрической активности сердца. При выборе слишком большой ширины окна выходные сигналы, связанные с QRS комплексом и низкочастотными компонентами сигнала биоэлектрической активности сердца будут сливаться, в то время как слишком маленькая ширина окна приведет к появлению нескольких максимумов для единственного QRS комплекса, что ухудшит эффективность детектирования R-зубца пороговым устройством.

На последующих этапах происходит определение временного положения максимумов сигнала  $Y$ . Для этого формируется скользящее окно длительностью 2 секунды, для каждого окна пороговым устройством определяется величина порога ( $Lev$ ), как 1/5 часть от максимального значения сигнала в окне, на выход порогового устройства проходят только те отсчеты сигнала, для которых соблюдается условие:  $Y(k) > Lev$ .

На рисунке 5.15 приведены зависимости изменения сигнала сигнала биоэлектрической активности сердца от времени на различных этапах работы обнаружителя R-зубца. На рисунке 5.15: 1 – исходный ЭКГ сигнал, 2 – сигнал после прохождения полосового фильтра, 3 – сигнал после процедур предварительной обработки, 4 – сигнал после сглаживания фильтром скользящего среднего.

Максимум сигнала  $Y$  фиксируется детектором при одновременном выполнении следующих условий:

$$Y(k) > Y(k+1) \ \& \ Y(k) > Y(k-1)$$

В случае выполнения указанных условий номер отсчета  $k$  определяет временное положение R зубца с учетом внесенной временной задержки. Подобным образом, происходит определение временного положения всех R зубцов анализируемого сигнала биоэлектрической активности сердца и формируется массив временного положения R зубцов.

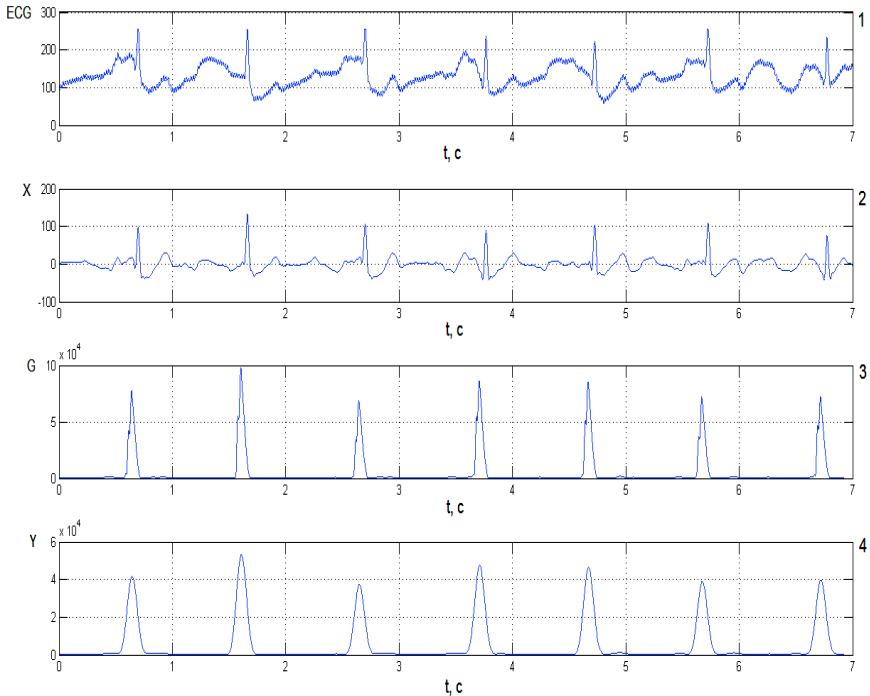


Рисунок 5.15 – Зависимости изменения сигнала от времени на различных этапах работы обнаружителя R-зубца

### Обнаружение характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови

Задача построения эффективной схемы обнаружения о характеристической точке сигнала артериальной пульсации крови является в настоящее время актуальной проблемой. Существующие

щие алгоритмы, использующиеся в мониторах давления и пульсоксиметрах, являются проприетарными и не получают достаточного освещения в научно-технической литературе.

Для обеспечения эффективного детектирования характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови предлагается рассмотреть следующий амплитудно-временной обнаружитель [23]. На стадии предварительной обработки сигнала артериальной пульсации крови применяется операции дифференцирования и нелинейного преобразования сигнала. В данном амплитудно-временном обнаружителе в качестве характеристической точки предложено использовать максимум первой производной сигнала артериальной пульсации крови.

Обнаружение максимума первой производной сигнала происходит на основе трехточечной схемы детектирования на интервале поиска, формируемого временным положением соответствующего R-зубца сигнала биоэлектрической активности сердца. Границы интервала поиска определяются на основе априорных физиологических данных о взаимоположении соответствующих биосигналов, что обеспечивает высокую эффективность детектирования.

В том случае, если одновременная регистрация ЭКГ сигнала невозможна или при обработке сигнала артериальной пульсации отсутствует информация о временном положении соответствующих R-зубцов ЭКГ сигнала, то в качестве схемы порогового детектирования можно использовать схему аналогичную рассмотренной ранее для детектирования R-зубцов ЭКГ сигнала.

На рисунке 5.16 приведена структурная схема предлагаемого амплитудно-временного обнаружителя характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови: 1 – блок полосовой фильтрации, 2 - блок дифференцирования сигнала, 3 – блок возведения сигнала в третью степень, 4 – блок выделения положительных отсчетов, 5 – блок формирования интервала поиска характеристической точки, 6 – детектор максимума сигнала, 7 – блок из-



мерения длительностей межпульсовых интервалов, 8 – детектор R-зубцов ЭКГ сигнала.

На первом этапе к исходному сигналу артериальной пульсации крови применяется оператор дифференцирования:

$$P(n) = \frac{1}{\Delta_0} [Ppg(n-1) - Ppg(n)]$$

где:  $n$  – номер отсчета сигнала,  $\Delta_0$  – интервал дискретизации сигнала,  $Ppg(n)$  – исходный сигнал артериальной пульсации крови.

Далее полученный после дифференцирования сигнал возводится в третью степень, затем из сигнала удаляются отсчеты с отрицательным значением амплитуды.

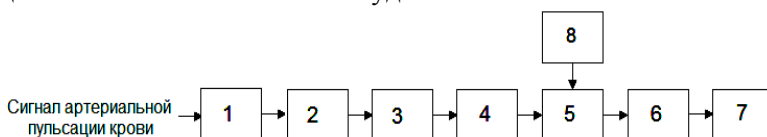


Рисунок 5.16 – Структурная схема амплитудно-временного обнаружителя характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови

На рисунке 5.17 приведены зависимости изменения сигнала артериальной пульсации крови от времени на различных этапах работы обнаружителя опорной точки. На рисунке 5.17: 1 – сигнал артериальной пульсации крови после полосовой фильтрации, 2 – сигнал после дифференцирования, 3 – сигнал после возведения в третью степень, 4 – сигнал после выделения положительных отсчетов.

Выходной сигнал после прохождения всех этапов предварительной обработки попадает на вход схемы детектирования характеристической точки, состоящей из блока формирования интервала поиска характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови, детектора максимума.

Характеристическая точка сигнала артериальной пульсации крови детектируется на фиксированном временном интервале от положения соответствующего R-зубца:  $(t_r+100 \text{ мс} \div t_r+450 \text{ мс})$ , где  $t_r$  – временное положение R-зубца. Длительность интервала поиска характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови

определяется на основе априорной физиологической информации о взаимоположении R-зубца ЭКГ сигнала и характеристической точки сигнала артериальной пульсации крови.

Детектор максимума производит определение временного положения максимума первой производной сигнала артериальной пульсации крови на временном интервале поиска при соблюдении следующих условий:

$$P_3(n) > P_3(n+1) \ \& \ P_3(n) > P_3(n-1)$$

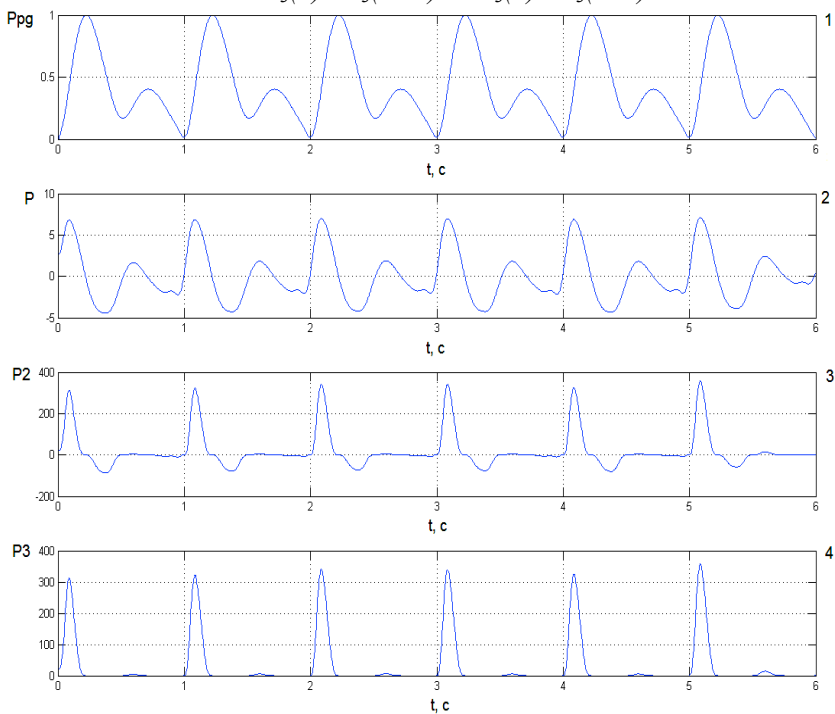


Рисунок 5.17 – Зависимости изменения сигналов от времени на различных этапах работы обнаружителя характеристической точки

При соблюдении указанных условий номер отсчета  $n$  определяет временное положение максимума производной сигнала артериальной пульсации крови, принимаемого за характеристическую точку сигнала.

Длительность межпульсового интервала определяется как разность между временным положением двух последовательных характеристических точек сигнала артериальной пульсации крови.

$$PP(j) = \Delta_0 \cdot [max(j+1) - max(j)],$$

где:  $PP(j)$  – длительность  $j$ -го межпульсового интервала,  $\Delta_0$  – интервал дискретизации сигнала,  $max$  – номер отсчета, являющегося максимумом первой производной сигнала артериальной пульсации крови.

#### **5.4. Структурное построение аппаратуры автоматизированного анализа сердечного ритма**

Аппаратура для следящего контроля параметров ритма сердца выполняется в виде отдельных приборов – кардиомониторов или в виде модулей мониторинговых систем контроля состояния больных [27]. В кардиомониторах оценка параметров сердечного ритма ведется по результатам регистрации ЭКГ сигнала или периферической пульсации крови.

Диагностика ритма включает классификацию фоновых аритмий, нарушений проводимости и катастрофических аритмий. Одновременно с диагнозом аритмии индицируется ЧСС, частота поджелудочковых и желудочковых экстрасистол и отображается ЭКГ, что дает достаточно полное представление о сердечном ритме. Современные кардиомониторы обеспечивают световую и звуковую тревожную сигнализацию при выходе значений измеряемых параметров за установленные границы.

Особенностью большинства современных ритмокардиомониторов, используемых для контроля текущего состояния пациентов в медицине критических состояний, является применение алгоритмов оценки вариабельности сердечного ритма. Ритмокардиомониторы позволяют вести наблюдение ЭКГ сигнала, автоматизированную диагностику характера ритма сердца с периодической сменой информации. Диагностика ритма включает классификацию фоновых аритмий, нарушений проводимости и катастрофических аритмий.

Как правило, одновременно с диагнозом аритмии индицируется ЧСС, частота поджелудочковых и желудочковых экстрасистол и отображается ЭКГ, что дает достаточно полное представление о сердечном ритме и позволяет использовать такие кардиомониторы для слежения за состоянием больных в кардиологических палатах, в кабинетах функциональной диагностики, для контроля реабилитации и в профилактических осмотрах.

Один из возможных вариантов построения современного кардиомонитора приведен на рисунке 5.18. На рисунке 5.18 показано: 1 – электроды, 2 – нейтральный электрод, 3 – дифференциальный усилитель, 4 – драйвер нейтрального электрода, 5 – усилитель напряжения, 6 – модулятор, 7 – оптронная развязка, 8 – демодулятор, 9 – регулируемый усилитель, 10 – аналого-цифровой преобразователь, 11 – дисплей, 12 – контроллер дисплея, 13 – клавиатура, 14 – порт ввода-вывода, 15 – цифро-аналоговый преобразователь, 16 – центральный процессор, 17 – таймер, 18 – ОЗУ, 19 – ПЗУ, 20 – источник питания.

ЭКГ сигнал с электродов 1 поступает на дифференциальный усилитель 3, обеспечивающий усиление разностного сигнала и подавление синфазной составляющей помехи. Разностная составляющая наводки от силовой сети подается на драйвер нейтрального электрода 4 и далее в противофазе на нейтральный электрод 2. Это позволяет существенно снизить помеху от силовой сети.

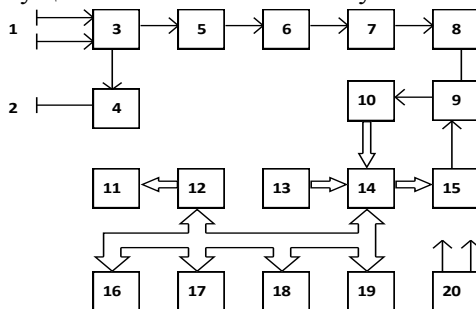


Рисунок 5.18 – Типовая структурная схема современного КМ

С выхода дифференциального усилителя 3 сигнал поступает на усилитель переменного напряжения 5, где производится усиление

ние ЭКГ до уровня, необходимого для нормальной работы модулятора 6. Модулятор преобразует ЭКГ в импульсный сигнал, который через оптронную развязку 7 поступает на демодулятор 8, где происходит восстановление ЭКГ. Оptronная развязка обеспечивает требуемую электробезопасность прибора, а также повышает помехоустойчивость. С выхода демодулятора ЭКС поступает на регулируемый усилитель 9, обеспечивающий необходимый динамический диапазон. Далее ЭКГ сигнал поступает на аналого-цифровой преобразователь 10 (АЦП), где преобразуется в 8-разрядный двоичный код. После преобразования в цифровую форму ЭКГ вводится в микропроцессорное устройство через порт ввода-вывода 14. Микропроцессорное устройство содержит центральный процессор 16, работающий под управлением программы, размещенной в ПЗУ 19, а также ОЗУ 18 и ряд периферийных устройств.

Порт ввода-вывода 14 служит также для установки коэффициента усиления регулируемого усилителя, ввода данных с клавиатуры, для подключения принтера. Таймер 17 формирует необходимые временные интервалы для тактирования АЦП, а также для формирования звуковых сигналов. Контроллер дисплея 12 управляет работой графического жидкокристаллического дисплея 11. Источник питания 20 обеспечивает все напряжения, необходимые для питания узлов прибора. Основными техническими характеристиками кардиомониторов являются такие параметры аналогового тракта усиления как входное сопротивление, полоса пропускания, коэффициент ослабления синфазного сигнала, а также частота квантовая, разрядность АЦП, диапазон измерения длительностей КИ, погрешность определения длительностей КИ, потребляемая мощность, массогабаритные характеристики.

Для обеспечения высокой надежности и точности работы в современных кардиомониторах используются методы цифровой обработки ЭКГ, включающие фильтрацию сигнала от случайных помех и шумов, алгоритмы коррекции дрейфа изоэлектрической линии биосигнала, методы автоматизированного обнаружения ха-

рактических точек. Для регистрации ЭКГ сигнала наиболее часто используются слабополяризуемые электрокардиографические электроды с твердым электролитом типа ЭСК-03, характеризующиеся большой стабильностью потенциалов и малым переходным сопротивлением, при этом электродные параметры не изменяются в течение длительного времени.

## **ГЛАВА 6. Мониторинг параметров давления крови и величины сердечного выброса**

Важным компонентом клинического мониторинга, определяющим состояние сердечно-сосудистой системы и организма в целом, является контроль кровяного давления.

Движение крови по сосудам представляет собой сложный процесс, зависящий от работы сердца, эластичности сосудистых тканей, тонуса гладкой мускулатуры, количества и вязкости крови, сопротивления потоку крови в капиллярном русле. Давление крови в сосудах представляет собой гидродинамическое давление, возникающее в результате работы сердца, нагнетающего кровь в сосудистое русло.

Артериальное давление крови (АД) является важнейшим показателем, широко используемым в клинической диагностике. Изменение артериального давления за один сердечный цикл состоит из постоянной составляющей давления и пульсового колебания. Наибольший размах пульсовые колебания давления достигают в крупных артериях, по мере сужения сосудов пульсации падают, становясь неразличимыми в артериолах.

В клинической практике наиболее часто используются следующие параметры, характеризующие АД крови: минимальное (диастолическое), среднее динамическое и максимальное (систолическое) давление (рисунок 6.1) [54].