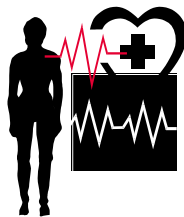


МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ  
Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского  
«Харьковский авиационный институт»

Л. А. Краснов, В. П. Олейник

АППАРАТНАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
БИОПОТЕНЦИАЛОВ.  
БИОМЕДИЦИНСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Учебное пособие



Харьков «ХАИ» 2014

УДК 616–71:586:621.396.6 (075.8)  
К81

Розглянуто питання використання біомедичних вимірювальних перетворювачів при реєстрації різних біоелектричних сигналів. Наведено докладні приклади створення підсилювачів біопотенціалів, фільтрів та аналого-цифрових перетворювачів, проведено аналіз їхньої точності. Подано ряд прикладів використання прецизійних вимірювальних перетворювачів для створення сучасних засобів реєстрації біомедичних сигналів і моніторингу.

Для студентів напряму підготовки «Радіоелектронні апарати» спеціальності «Біотехнічні та медичні апарати і системи».

Рецензенти: д-р техн. наук, проф. А. И. Завгородний,  
канд. техн. наук, доц. В. И. Огарь

**Краснов, Л. А.**

К81 Аппаратная регистрация электрических биопотенциалов. Биомедицинские измерительные преобразователи [Текст] : учеб. пособие / Л. А. Краснов, В. П. Олейник. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т им. Н. Е. Жуковского «Харьк. авиац. ин-т», 2014. – 96 с.

Рассмотрены вопросы использования биомедицинских измерительных преобразователей при регистрации различных биоэлектрических сигналов. Приведены подробные примеры построения усилителей биопотенциалов, фильтров и аналого-цифровых преобразователей, проведен анализ их точности. Представлен ряд примеров использования прецизионных измерительных преобразователей для построения современных средств регистрации биомедицинских сигналов и мониторинга.

Для студентов направления подготовки «Радиоэлектронные аппараты» специальности «Биотехнические и медицинские аппараты и системы».

Ил. 55. Табл. 2. Библиогр.: 10 назв.

**УДК 616–71:586:621.396.6 (075.8)**

© Краснов Л. А., Олейник В. П., 2014  
© Национальный аэрокосмический  
университет им. Н. Е. Жуковского  
«Харьковский авиационный институт»

## **1. БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОДЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ**

Современные достижения в области медицинских технологий по терапии заболеваний различного генеза основаны на использовании широкого спектра диагностических тестов. Особенно широкое распространение получили методы электрофизиологических исследований. Наиболее популярными и практически полезными являются методы электрокардиографии, энцефалографии, реографические методы оценки состояния гемодинамики и пр. При проектировании современных диагностических устройств и систем необходимо: использовать адекватную физиологическую модель регистрируемых полей (например, модель электрической активности сердца); построить регистрирующую аппаратуру, обеспечивающую выделение полезных сигналов с высокой точностью, подавление шумов и помех, преобразование сигналов в цифровую форму; использовать современные алгоритмы обработки цифровой информации для выделения информационных параметров; на основе полученных данных предложить варианты автоматической интерпретации проведенных измерений.

### **1.1. Классификация биоэлектрических электродов**

Биоэлектрическим электродом называется устройство, используемое при съеме биоэлектрических потенциалов, имеющее токосъемную поверхность и выходные элементы. Токосъемная поверхность – это часть поверхности электрода, непосредственно или через специальное вещество контактирующая с биообъектом и обеспечивающая съем биопотенциалов или соединение объекта с нейтральной клеммой. Кроме того, в биоэлектрическом электроде выделяют опорную поверхность – часть поверхности электрода, выполняющую опорную функцию при креплении электрода на биообъекте. С помощью электродов происходит преобразование ионных потенциалов в электронные (в напряжения и токи в проводниках первого рода).

Биоэлектрические электроды классифицируются по различным признакам, основными из которых являются особенности участия электродов в съеме биопотенциалов, кратность применения, продолжительность контакта с биообъектом при одном исследовании, характер исследуемого источника биоэлектрического поля, место наложения или введения, способ удержания в контакте с поверхностью биообъекта и некоторые другие.

В зависимости от особенностей участия в съеме биопотенциалов различают следующие виды электродов: потенциальный электрод – отводящий электрод, контактирующий с участком биообъекта, находящимся в электрическом поле исследуемого органа; нулевой электрод – отводящий электрод, контактирующий с участком биообъекта, в котором потенциал электрического поля исследуемого органа, ткани, клетки стремится к нулю; нейтральный электрод – электрод, не участвующий в съеме биоэлектрических потенциалов, подключенный к нейтральной клемме измери-

тельного прибора.

В зависимости от исследуемого источника биоэлектрического поля электроды разделяют на следующие основные типы:

- электрокардиографические и электроэнцефалографические, накладываемые без нарушений кожных и костных покровов;
- электрокортикографические – для съема биопотенциалов с поверхности обнаженной коры головного мозга;
- электромиелографические – для исследования биопотенциалов спинного мозга;
- электромиографические – для съема биопотенциалов мышечных волокон;
- электроокулографические – для съема биопотенциалов, возникающих при движении глазного яблока;
- электроретинографические, накладываемые на сетчатку глаза;
- электрогастрографические – для исследования биопотенциалов, вызванных электрической активностью желудка;
- электрокохлеографические – для съема биопотенциалов, вызванных активностью структур наружного, среднего и внутреннего уха.

В зависимости от места наложения или введения выделяют кожные, роговичные электроды, электроды для вскрытых органов, внутрисполостные электроды для введения в естественные полости организма, внутритканевые электроды и микроэлектроды, токосъемная поверхность которых предназначена для съема электрических потенциалов клетки и ее структур. Первые три вида электродов относятся к поверхностным электродам. Внутрисполостные электроды, в свою очередь, подразделяются в зависимости от места введения в организм.

Типы, размеры и некоторые конструктивные особенности электродов, используемых в различных видах электрофизиологических исследований, определяются стандартами. Материал и структура электродов стандартом не оговариваются. Стандартами также устанавливается ряд важных электрических параметров электродов: разность электрических потенциалов двух электродов в отведении; дрейф разности потенциалов; напряжение шумов; полное электрическое сопротивление; методы и средства испытаний электродов.

Все биоэлектрические электроды подразделяются на двухфазные и трехфазные в зависимости от особенностей электрохимических процессов при съеме биопотенциалов с учетом кинетики поляризации.

## **1.2. Двухфазные электроды**

Двухфазные электроды называются также электродами первого рода. Двухфазные электроды представляют собой металл, взаимодействующий с электролитом. В общем случае процесс контакта электрода с биообъектом можно представить в следующем виде. Между тканью и электродом

размещен тонкий слой электролита, возникающий естественно (слизистые оболочки, выделения потовых желез) или вносимый при наложении электрода (токопроводящие пасты, физиологический раствор). Ткани тела являются проводником второго рода, импеданс которого содержит активную и реактивную составляющие. Электрическая емкость тканей создается мембранами образующих ткани клеток и многочисленными поверхностями, разделяющими отдельные органы и структуры тела. Реактивная составляющая тока, протекающего в тканях, по крайней мере на порядок меньше активной составляющей, поэтому ею можно пренебречь. Электрические свойства контакта электрод – биообъект определяются в основном поляризационными свойствами поверхностей раздела с разными типами проводимостей: переход ткани тела – электролит и переход электролит – электрод. Важнейшей особенностью двухфазных электродов является возникновение поляризационной разности потенциалов, которая нелинейно зависит от плотности протекающего через переходы тока. Однако при малых плотностях тока ( $10 \dots 15 \text{ мкА/см}^2$ ), типичных для большинства видов электрофизиологических исследований, эта зависимость близка к линейной.

Поверхности разделов характеризует равновесная разность потенциалов  $e_0$ , возникающая на переходе при отсутствии тока, которая определяется природой контактирующих сред. В зависимости от материала электрода, свойств электролита, температуры, способа обработки ткани значение  $e_0$  изменяется в пределах  $0,1 \dots 50 \text{ мВ}$ . Поляризация электродов может сильно искажать форму регистрируемого сигнала, поэтому она крайне нежелательна. При регистрации биопотенциалов величина  $e_0$  должна оставаться постоянной, поэтому обычно применяются специальные меры для стабилизации  $e_0$ .

Несмотря на отмеченные обстоятельства, наиболее распространенным типом электродов следует считать поляризующиеся металлические электроды. Технологичность изготовления, простота применения, надежность, большой срок эксплуатации, легкость и надежность стерилизации являются неоспоримыми преимуществами электродов этого типа.

В качестве материалов для изготовления металлических электродов применяются серебро, золото, платина, палладий и сплавы (платино-иридиевый, серебряно-никелевый, нержавеющая сталь). Форма поверхностных электродов определяется их целевой функцией, размеры – размерами исследуемого органа или его проекции на поверхность тела. Так, кожные электроды для регистрации **ЭКГ**, **ЭЭГ**, **ЭМГ** выполняют в виде круглых, овальных, прямоугольных пластин разных размеров. Отведение электрического сигнала осуществляется через разъемное или неразъемное соединение и гибкий многожильный провод.

Выбор оптимальной жесткости поверхностных электродов, особенно при большой их площади, зависит от многих факторов. Жесткие пластин-

чатые электроды допускают выполнение надежного соединения с отводящим проводом, но контакт с биообъектом в силу сложности рельефа кожного покрова осуществляется не по всей площади электрода и приводит к возникновению сигналов помех (артефакты движения). Гибкие электроды выполняются из прочной и тонкой металлизированной полимерной пленки, металлической фольги или сетки. Их применение уменьшает артефакты движения, а наличие эластичной основы – кольца из полимерного материала – позволяет использовать такие электроды при сложном рельефе поверхности. Выпускаются как многоразовые, так и одноразовые гибкие электроды. Одноразовые электроды хранятся в герметичных упаковках и снабжены пористой прокладкой из поролона, пропитанного электролитом.

Обеспечение надежного электрического контакта кожных электродов с биообъектом достигается различными способами:

- фиксацией электродов с помощью присосок, ремней, поясов, жилетов, корсетов, шлемов;
- использованием подпружиненных электродов;
- использованием зубчатых электродов, уменьшающих вероятность соскальзывания;
- использованием электродного контактного вещества.

Электродное контактное вещество должно отвечать принципам адекватности и хорошей идентификации сигналов. Оно должно быть безвредным, хорошо смачивать кожу, иметь низкое электрическое сопротивление, не давать сдвигов электрических потенциалов, не менять своих свойств в складских условиях и при нанесении на кожу. В практике электрофизиологических исследований широко применяется электродное контактное вещество марки ПЭ-1-80, имеющее следующий состав: хлористый аммоний – 14 %, вода – 54 %, карбооксиметилцеллюлоза – 4 %, глицерин – 28 %, поверхностно-активное вещество ОП-10 – 0,1 %.

Независимо от типа применяемого электрода стабильность контакта последнего с биообъектом является одним из наиболее существенных факторов, определяющих наличие сигналов помех и частотных искажений биоэлектрических сигналов. Надежное электрическое соединение электрода с биообъектом осуществляется в конструкции «плавающего» электрода. Электрод закрепляется на коже с помощью клеящих поверхностей, контактное вещество вводится в полость электрода через верхнее отверстие. Поскольку электрический контакт между металлическим электродом и кожей осуществляется через жидкую фазу, случайные относительные смещения электрода и кожи не приводят к появлению артефактов движения.

Развитие электродной техники обусловило появление емкостных поверхностных электродов. Их основным преимуществом является отсутствие контактных и поляризационных потенциалов, возникающих при ис-

пользовании металлических электродов. Емкостной электрод представляет собой металлическую пластинку, покрытую тонким слоем диэлектрика. Хорошие результаты дают емкостные электроды с диэлектриком из двуокиси кремния. Монокристаллическая структура слоя обеспечивает высокую химическую устойчивость диэлектрической пленки. При активной площади электрода  $0,5 \text{ см}^2$  емкость его составляет  $0,015 \text{ мкФ}$ . Однако полное кожно-электродное сопротивление для емкостных электродов быстро возрастает с уменьшением частоты, что при регистрации биопотенциалов на частотах менее  $0,5 \text{ Гц}$  приводит к недопустимо большим погрешностям.

В связи с этим были разработаны резистивно-емкостные электроды, отличающиеся от емкостных небольшой проводимостью диэлектрика. Такие электроды ослабляют контактные и поляризационные потенциалы по сравнению с металлическими электродами в десятки и сотни раз. Вместе с тем наличие незначительной проводимости позволяет передать всю инфранизкочастотную область спектра снимаемых биопотенциалов. Разновидностью резистивно-емкостных электродов при нулевой их емкости являются резистивные электроды. Они также в значительной степени ослабляют поляризационные потенциалы, однако обеспечивают хорошие результаты при исследовании биопотенциалов лишь в частотном диапазоне до нескольких сотен герц.

Внутриканевые электроды подразделяются на игольчатые, стержневые (имеющие форму стержня с тупым концом), спиральные (в виде спирали, вводимые в ткани путем сообщения электроду вращательных усилий), проволочные (в виде тонкой изолированной или неизолированной прямой или свитой в спираль проволоки). Наиболее распространенными внутриканевыми электродами являются игольчатые. Игольчатые электроды бывают следующих основных типов:

- концентрический двухполюсный торцевой игольчатый электрод имеет в середине торцевой, погружаемой в ткани биообъекта, части иглы изолированную от иглы токосъемную поверхность;
- эксцентрический трехполюсный торцевой электрод – две токосъемные поверхности в торцевой части иглы;
- трехполюсный боковой игольчатый электрод – две изолированные друг от друга и от иглы токосъемные поверхности, расположенные в боковой, погружаемой в ткани биообъекта, части иглы;
- многополюсный боковой игольчатый электрод – несколько токосъемных поверхностей в боковой части иглы.

Игла игольчатых электродов подключается к измерительной схеме и входит в число полюсов.

Металлические микроэлектроды, предназначенные для съема быстро изменяющихся внутриклеточных биопотенциалов, выполняются из тонкой прямой или завитой в спираль проволоки. Диаметр рабочей части микро-

электрода составляет 0,05 ... 10 мкм. По всей длине, за исключением рабочего торца, электрод обычно изолируется. Металлические микроэлектроды изготавливаются из материалов, обладающих необходимой твердостью и жесткостью (нержавеющая сталь, платино-иридиевый сплав, вольфрам). Повышенное электрическое сопротивление вольфрама окупается его хорошими механическими качествами, а также возможностью электрохимической заточки.

### 1.3. Трехфазные электроды

Трехфазные электроды, или электроды второго рода, называют неполяризуемыми, понимая под этим сохранение равенства потенциала электрода его равновесному значению при включении электрода в замкнутую цепь измерительной системы. Такие электроды имеют структуру металл–труднорастворимая соль этого металла. Они погружаются в электролит, содержащий анион, одноименный с анионом соли.

В практике биомедицинских измерений наибольшее распространение получили хлорсеребряные электроды. Корпус хлорсеребряного электрода выполняется из боросиликатного стекла. Внутри корпуса размещается собственно электрод из серебра, покрытого хлористым серебром. Внутреннее пространство электрода заполняется электролитом, в качестве которого используют насыщенный раствор хлористого калия. В рабочий конец корпуса впаяна тонкая асбестовая нить, обеспечивающая гальванический контакт электрода с внешней средой. В режиме измерения уровень электролита внутри электрода не должен превышать уровень внешней жидкой среды, что обеспечивает постоянство концентрации и активности раствора. Скорость истечения раствора через асбестовую нить (или аналогичные по назначению устройства) мала и не превышает 5 мл/ч. Известны аналогичные конструкции трехфазных электродов, где гальванический контакт с биообъектом осуществляется через пористую керамическую вставку либо через микрокапилляр.

Наличие трехфазной системы и сложного электрического сопряжения с биообъектом повышает внутреннее сопротивление электрода, что увеличивает шумовой сигнал и снижает пороговую чувствительность измерений. Эти недостатки и сложность конструкции трехфазных электродов делают целесообразным их применение лишь в сравнительно редких случаях, например при изучении квазипостоянных или весьма медленно изменяющихся биопотенциалов. Обычно ошибка измерения, определяемая дрейфом потенциала электрода, мала, что повышает достоверность измерений. Гарантированная стабильность электродных потенциалов позволяет использовать электроды второго рода как электроды сравнения для определения поляризационного потенциала или стабильности потенциала любого другого электрода.

#### 1.4. Слабополяризуемые электроды

Этот тип электродов сохраняет основные черты трехфазных электродов. Твердая фаза электрода имеет структуру металл – труднорастворимая соль металла. Электролит в конструкции электрода отсутствует, однако при контакте с биообъектом электрод вступает во взаимодействие с естественным электролитом либо контактным веществом, наносимым на кожу перед измерениями. Поскольку при этом электролит не является стабильным по составу раствором, то по стабильности собственного потенциала эти электроды уступают электродам второго рода.

Наиболее распространены слабополяризуемые хлорсеребряные электроды, получаемые из чистого серебра, подвергнутого электролитическому хлорированию. Серийно выпускаются несколько типов хлорсеребряных электродов, имеющих следующую систему обозначений:

- ЭПСК-01 – электрод поверхностный, кардиографический с площадью  $0,5 \text{ см}^2$ ;
- ЭПСЭ-01 – электрод энцефалографический с площадью  $0,5 \text{ см}^2$ ;
- ЭПСМ-01 – электрод электромиографический с площадью  $0,5 \text{ см}^2$ ;
- ЭПСМ-02 – электрод электромиографический с площадью  $0,25 \text{ см}^2$ .

Для серийных слабополяризуемых электродов величина разности потенциалов двух электродов в отведении с применением электродной пасты составляет не более 10 мВ, скорость изменения разности потенциалов двух электродов не превышает 2 мкВ/с.

Хорошими механическими свойствами обладают электроды, изготовленные с применением технологий порошковой металлургии. Порошки серебра и хлористого серебра смешивают в определенной пропорции, прессуют в таблетки и запекают при температуре  $400 \text{ }^\circ\text{C}$  в течение нескольких часов. Таблетка помещается в пластмассовый корпус с гибким электрическим выводом.

Лучшими характеристиками обладают слабополяризуемые электроды ЭТЭ-2, в которых учтены недостатки известных конструкций. Электрод представляет собой керамический корпус, в котором расположена пластинка из серебра, покрытая слоем хлористого серебра. Со стороны рабочей поверхности электрода пластинка закрыта вставкой из пористой керамики, защищающей от внешних воздействий соль серебра. Перед началом эксплуатации пористая вставка пропитывается электролитом с неохнущими добавками, что обеспечивает постоянную готовность электрода к работе в течение 2 – 3 месяцев и стабильность его собственного потенциала путем применения электролита с заданными свойствами. Скорость изменения разности потенциалов двух электродов типа ЭТЭ-2 не превышает  $0,05 \text{ мкВ/с}$ .

Отметим, что на рынке медицинского оборудования в настоящее время предлагается большой выбор электродов различного назначения с хорошими эксплуатационными характеристиками.

## 2. ПОМЕХИ И ИСКАЖЕНИЯ ПРИ СЪЕМЕ БИОПОТЕНЦИАЛОВ

### 2.1. Виды помех при съеме биопотенциалов

Помехи, возникающие при съеме биопотенциалов и их усилении, по способу взаимодействия с полезным сигналом подразделяются на аддитивные и мультипликативные. Аддитивные помехи вносят наибольшую погрешность при электрофизиологических исследованиях. Среди них выделяют следующие основные виды.

Так называемые артефакты, или случайные помехи, вызываемые процессами в самом исследуемом объекте. Их причинами могут быть биоэлектрическая активность органов, не имеющих непосредственного отношения к работе исследуемых органов и тканей, кожно-гальванические рефлексы, нестационарность поляризационных эффектов на электродах и др. Например, в электрокардиографии часто артефактами считают сигналы, связанные с активностью скелетных и других групп мышц, которые при миографических исследованиях являются полезными. Артефакты занимают широкую полосу частот. Они могут проявляться как в виде синфазных, так и в виде разностных помех. Инфранизкочастотные синфазные помехи создаются средним уровнем поляризационных потенциалов электродов, среднечастотные и высокочастотные – средним уровнем биоэлектрической активности соседних органов и кожно-гальваническим рефлексом. К разностным помехам относятся составляющие, которые возникают вследствие электрической активности мышц и соседних органов, неравенства поляризационных потенциалов электродов.

Разностную и синфазную помехи могут создавать также низкочастотные и высокочастотные магнитные поля, пронизывающие контур, образуемый проводами, соединяющими электроды с входной цепью усилителя. Эти помехи являются внешними при регистрации биопотенциалов. К ним прежде всего относятся синфазные помехи с частотой 50 Гц от электрических полей силовой и осветительной сети, всегда имеющих в помещениях, где производится регистрация. Схема образования этих помех показана на рис. 2.1. Биообъект, паразитная емкость  $C_1$  между фазным проводом сети и биообъектом (десятки пикофарад) и паразитная емкость  $C_2$  между биообъектом и землей (до сотен пикофарад) образуют делитель напряжения. При типичных значениях паразитных емкостей напряжение помехи может иметь величину 2 ... 10 В, причем ввиду малого сопротивления живых тканей напряжение помехи во всех точках биообъекта практически одинаково. Для ослабления влияния синфазной сетевой помехи часто используется специальный нейтральный (индифферентный) электрод, с помощью которого биообъект соединяют с общим (заземляющим) проводом. При этом уровень сетевых наводок может быть снижен до 50 ... 100 мВ, однако он остается существенно выше уровня полезных сигналов при большинстве видов электрофизиологических исследований. Поэтому усилители биопотенциалов обычно содержат в своем составе

режекторный фильтр сетевой помехи, обеспечивающий подавление в спектре усиливаемых сигналов узкой полосы 47 ... 53 Гц.

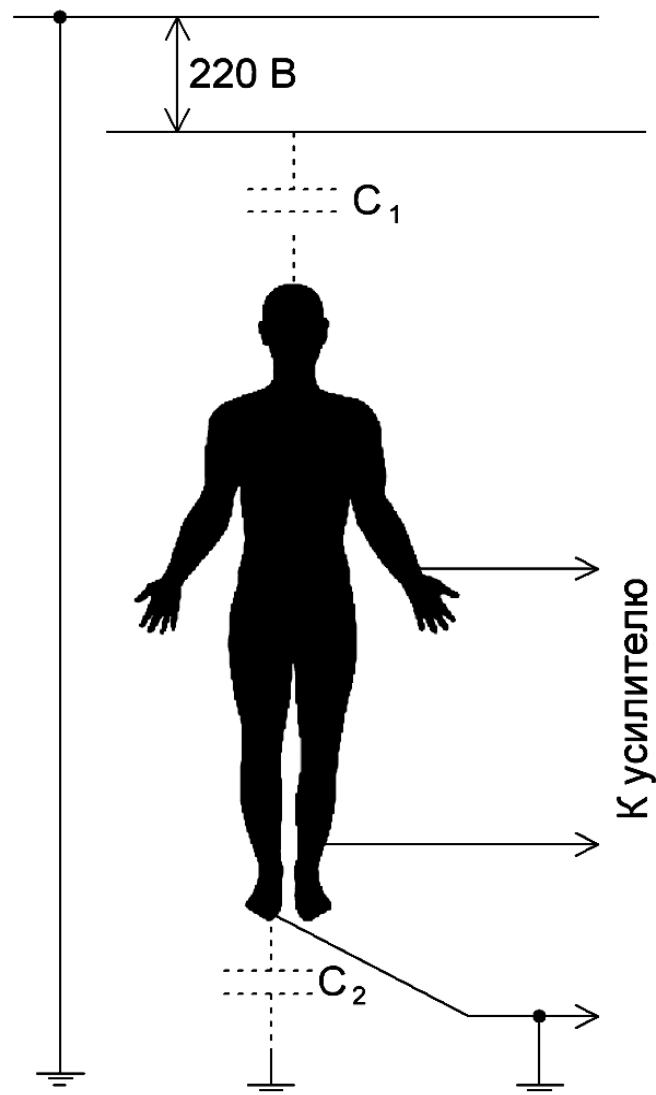


Рис. 2.1. Схема образования сетевых синфазных помех

Емкостная связь с сетевыми проводами может привести и к появлению разностных помех. Это связано с различием положения электродов и проводов отведений по отношению к источникам помех. Напряжения, наведенные на провода, вызывают токи помех, которые, протекая через электродно-кожные сопротивления, создают на них падение напряжений. При равенстве токов помех и электродно-кожных сопротивлений эти напряжения взаимно компенсируются. Однако имеющаяся всегда несимметрия приводит к появлению разностных помех.

Помимо электрического поля переменного тока источниками помех являются магнитные поля, возникающие при прохождении по проводам и кабелям значительных токов, создаваемые трансформаторами и другими магнитными приборами, электромагнитные поля, сопровождающие работу высокочастотных физиотерапевтических и хирургических аппаратов. Провода отведений образуют виток, в котором электромагнитное поле наво-

дит разностную помеху, величина которой пропорциональна площади витка.

Мультипликативные помехи изменяют параметры контура передачи сигнала, что приводит к случайной модуляции величины полезного сигнала. Применительно к съему биопотенциалов они связаны в основном с изменениями сопротивления электрод – кожа, вызванными внешними раздражителями, высыханием токопроводящих паст или физиологического раствора, электрохимическими процессами на переходах контакта. Мультипликативные помехи носят инфранизкочастотный характер и проявляются при длительных исследованиях.

## 2.2. Собственные шумы электронных приборов

Важным видом аддитивных помех являются собственные шумы активных и пассивных элементов входных цепей и усилителей биопотенциалов. Шумовые свойства усилителя зависят от внутреннего сопротивления источника сигнала, входного сопротивления и способа построения первых каскадов усиления. Наибольшее влияние на уровень шума оказывают параметры активных элементов.

Внутренние шумы биполярных транзисторов складываются из тепловых шумов омических сопротивлений полупроводника, дробовых шумов токов *p-n*-переходов и шумов распределения токов. Тепловые шумы в общем случае возникают в области базы, коллектора и эмиттера, однако на практике учитывают только тепловые шумы сопротивления базы. Эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора для включения с общим эмиттером представлена на рис. 2.2. Шумовые свойства транзистора на этой схеме моделируются взаимно независимыми источниками шумовых ЭДС и токов. Кроме того, необходимо учитывать падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала, обусловленное протеканием по нему шумового тока базы, и ЭДС тепловых шумов активной части внутреннего сопротивления источника сигнала.

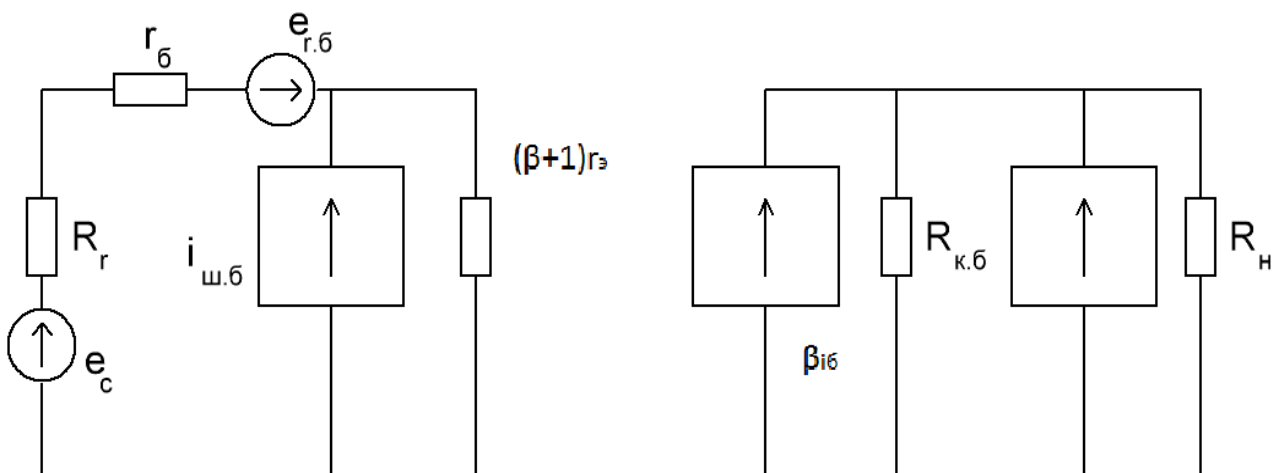


Рис. 2.2. Эквивалентная шумовая схема биполярного транзистора

Тепловые шумы базы учитываются генератором шумовой ЭДС:

$$e_{r_6}^2 = 4kTr_6\Delta f, \quad (2.1)$$

где  $e_{r_6}$  – эффективное значение ЭДС шумов;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $r_6$  – омическое (продольное) сопротивление базы;  $\Delta f$  – полоса частот, в которой измеряется шумовое напряжение.

Дробовые шумы обусловлены случайным характером инжекции носителей через эмиттерный и коллекторный переходы и образованием новых носителей в области базы. Как и тепловые шумы, они имеют сплошной равномерный спектр и учитываются включением в эквивалентную схему генераторов шумового тока:

$$I_{шб}^2 = 2qI_6\Delta f = \frac{2qI_k}{\beta}\Delta f; \quad I_{шк}^2 = 2qI_k\Delta f, \quad (2.2)$$

где  $I_{шб}$ ,  $I_{шк}$  – эффективные значения шумовых токов базы и коллектора;  $q$  – заряд электрона;  $I_6$  – постоянный ток базы;  $I_k$  – постоянный ток коллектора;  $\beta$  – коэффициент усиления тока базы.

Несмотря на то, что в реальном усилительном каскаде шумовое напряжение, обусловленное всеми источниками шумов, наблюдается только на его выходе, в эквивалентной схеме используют источники шумов, включенные на входе (приведенные ко входу). Это позволяет характеризовать шумовые свойства и рассчитать отношение сигнал/шум независимо от коэффициента усиления делением напряжения сигнала на входе усилителя на суммарное напряжение шумов, приведенных ко входу. Поэтому целесообразно на эквивалентной шумовой схеме транзистора перенести источник дробового шума тока коллектора в цепь базы, заменив его источником дополнительной шумовой ЭДС  $e_{шб}$  и выразив ее через крутизну транзистора  $S = qI_k/kT$ :

$$e_{шб} = \frac{I_{шк}}{S} = \sqrt{\frac{2k^2T^2\Delta f}{qI_k}}. \quad (2.3)$$

Суммарная ЭДС собственных шумов транзистора, приведенных ко входу, определяется соотношением

$$e_{ш} = [e_{r_6}^2 + e_{шб}^2]^2 = \sqrt{4kT \left( r_6 + \frac{kT}{2qI_k} \right) \Delta f}. \quad (2.4)$$

Эквивалентная шумовая схема транзистора, учитывающая все источники шумов, приведенные ко входу, представлена на рис. 2.3, где  $e_{шг}$  – эффективное значение ЭДС тепловых шумов внутреннего сопротивления источника сигнала  $R_r$ :

$$e_{шг}^2 = 4kTR_r\Delta f. \quad (2.5)$$

Как следует из этих соотношений, шумы усилительного каскада на

биполярном транзисторе определяются параметрами транзистора, температурой окружающей среды и режимом работы по постоянному току.

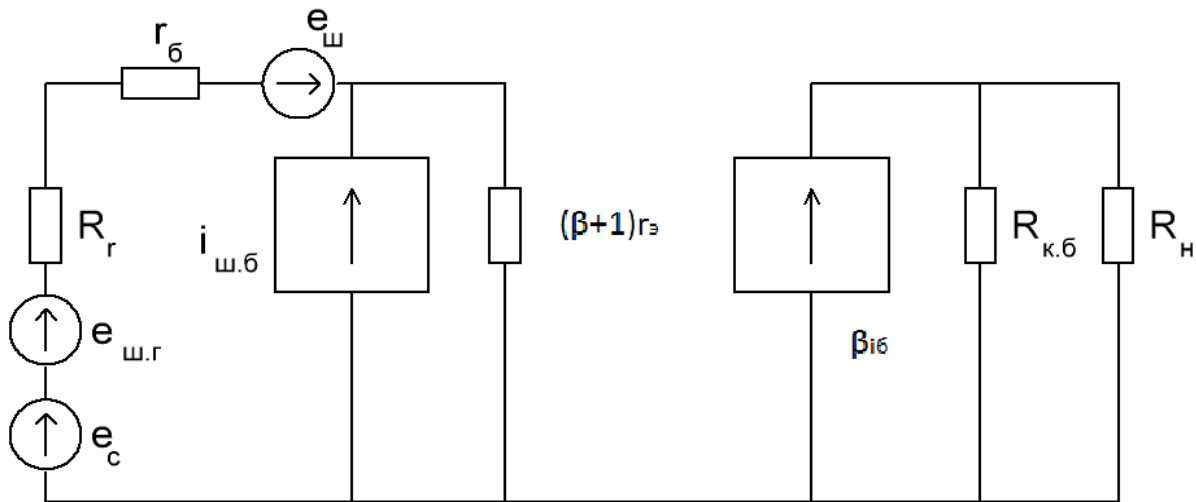


Рис. 2.3. Эквивалентная шумовая схема транзистора с приведенными ко входу источниками шумов

Важной особенностью транзисторов является возрастание уровня шумов на низких частотах. Низкочастотный избыточный шум (шум мерцания, фликкер-шум, шум типа  $1/f$ ) связан с процессами генерации-рекомбинации свободных носителей заряда в полупроводнике. Флюктуации процесса рекомбинации дырок и электронов описываются механизмом захвата ловушками, которые обусловлены дефектами кристалла в объеме и на поверхности. Строгая теория избыточных шумов, которая позволяла бы определять их уровень по заданному режиму транзистора и малосигнальным параметрам, недостаточно разработана. Поэтому для оценки уровня шумов используют эмпирические соотношения. Квадрат эффективного значения тока избыточных шумов

$$I_{\text{ши}}^2 = Af^{-m}\Delta f, \quad (2.6)$$

где  $A$  – постоянная;  $f$  – текущая частота. Показатель степени  $m$  принимает значения в пределах  $0,9 \dots 1,5$ . Множитель  $A$  имеет две составляющие, одна из которых определяется процессами в области коллектора, другая – в области базы. Поэтому первая составляющая является функцией коллекторного напряжения, а вторая зависит от уровня инжекции, т. е. от величины эмиттерного тока. Избыточные шумы быстро спадают с ростом частоты. Частота, на которой уровень спектральной плотности избыточных шумов становится равным уровню белого шума, называется частотой среза избыточного шума  $f_{\text{и}}$ . Значение  $f$  обычно лежит в пределах  $0,1 \dots 1,0$  кГц. Абсолютные значения спектральной плотности избыточных шумов для биполярных транзисторов таковы, что в области частот ниже  $f_{\text{и}}$  можно пренебречь всеми составляющими, кроме избыточных шумов.

В силу особенностей работы полевые транзисторы по сравнению с

биполярными обладают рядом преимуществ. Перенос заряда в них осуществляется основными носителями, поэтому в полевых транзисторах меньшее влияние оказывают рекомбинационные процессы. Благодаря этому возникает возможность работы при сверхнизких температурах, вследствие чего улучшаются шумовые свойства транзисторов.

В полевых транзисторах с **p-n**-переходом различают диффузионный шум канала, тепловые шумы неуправляемых сопротивлений канала возле истока и стока, дробовой шум затвора, шумы типа  $1/f$  в цепи канала и затвора. Для диффузионного шума канала может быть получено эмпирическое соотношение, связывающее значение шумового тока эквивалентного генератора с крутизной проходной характеристики  $S_g$ :

$$i_{\text{ш диф}} = a4kTS_g\Delta f, \quad (2.7)$$

где коэффициент  $a$  зависит от напряжения отсечки, длины канала и абсолютной температуры. При комнатной температуре приближенно можно считать  $a = 0,75$ , что соответствует тепловому шуму канала. Тепловыми шумами неуправляемых сопротивлений канала обычно можно пренебречь по сравнению с диффузионным шумом. Это же относится к дробовому шуму затвора, который проявляется при низких температурах.

Эффективное значение приведенной ко входу ЭДС шумов определяется выражением

$$e_{\text{ш вх}} = \sqrt{\left(4kTR_r + \frac{2,8kT}{S_g}\right)\Delta f}, \quad (2.8)$$

где  $R_r$  – внутреннее сопротивление источника сигнала;  $S_g$  – крутизна транзистора. Таким образом, наименее шумящими являются полевые транзисторы с высокой крутизной.

Избыточные шумы полевых транзисторов не имеют строгой физической интерпретации, но, как и в биполярных транзисторах, связаны с несовершенством кристаллической структуры полупроводника. Исследования -канальных транзисторов показывают, что эффективное значение шумового тока может быть описано соотношением

$$i_{\text{ш и}}^2 = c \frac{I_3^2}{f\gamma}, \quad (2.9)$$

где  $c$  – постоянная;  $I_3$  – ток затвора при обратном смещении на **p-n**-переходе;  $a = 1,6$ ;  $\gamma$  лежит в пределах 1,2 ... 1,5.

При нормальной температуре избыточные шумы полевых транзисторов с **p-n**-переходом являются преобладающими на низких частотах и уменьшаются с ростом частоты.

Анализ этих соотношений показывает, что приведенный ко входу уровень шумового напряжения, определяемый всеми эквивалентными гене-

раторами шума транзисторных каскадов, существенно зависит от токов коллектора или стока и величины внутреннего сопротивления источника сигнала. Поэтому как для биполярных, так и для полевых транзисторов при выбранном (заданном) рабочем токе существует оптимальное значение внутреннего сопротивления источника, минимизирующее уровень шумов. Чаще возникает ситуация, когда при заданном внутреннем сопротивлении источника сигнала оптимизируется ток коллектора или стока в рабочей точке транзистора.

При анализе шумовых свойств интегральных операционных усилителей также находит применение методика, основанная на описании источников шума эквивалентными генераторами шумового тока и ЭДС, включенных на входе ОУ. Эквивалентная шумовая схема операционного усилителя представлена на рис. 2.4. Квадрат эффективного значения приведенного ко входу шумового напряжения

$$U_{\text{ш ВХ}}^2 = e_{\text{ш}}^2 + i_{\text{ш}}^2 R_r^2 + 4kTR_r \Delta f, \quad (2.10)$$

где  $e_{\text{ш}}$ ,  $i_{\text{ш}}$  — соответственно эффективные значения шумовой ЭДС и шумового тока эквивалентных генераторов в заданной полосе частот, а последнее слагаемое учитывает тепловые шумы внутреннего сопротивления источника сигнала  $R_r$  в той же полосе  $\Delta f$ .

Шумовые характеристики интегральных ОУ приводятся в технических условиях далеко не для всех типов микросхем. Поэтому приведенное выше соотношение может быть использовано при экспериментальном исследовании шумов ОУ. Для определения эффективного значения ЭДС шумов ОУ, приведенных ко входу, достаточно произвести измерение выходного шумового напряжения ОУ в заданной полосе частот при  $R_r = 0$ . Эффективное значение шумового тока  $i_{\text{ш}}$  можно определить, измерив выходное шумовое напряжение при большом значении  $R_r$  (100 кОм и более) в той же полосе частот.

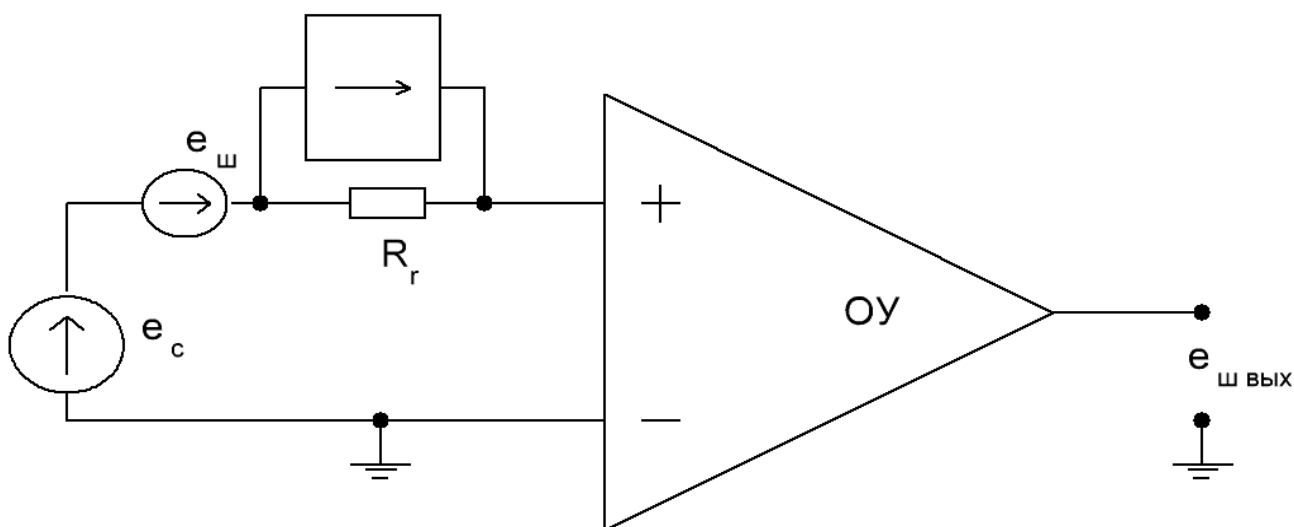


Рис. 2.4. Эквивалентная шумовая схема операционного усилителя

Низкочастотный шум типа  $1/f$  преобладает у всех **ОУ** в области частот до 1 кГц. Это связано с тем, что основная доля низкочастотных шумов определяется процессами генерации-рекомбинации, обусловленными поверхностными и объемными дефектами кристаллов. Экспериментальные исследования показывают, что усилители с минимальным значением  $e_{ш}$  имеют наибольший уровень шумового тока, и наоборот. Такую зависимость между шумовыми напряжениями и токами можно связать с параметрами и структурой их входных каскадов. Снижение входных токов **ОУ** достигается, как правило, в результате усложнения входных каскадов. Это приводит к появлению дополнительных источников шума, которые увеличивают приведенное ко входу шумовое напряжение **ОУ**. Шумовым током **ОУ** с полевыми транзисторами на входе можно пренебречь, поскольку тепловые шумы внутреннего сопротивления источника сигнала на порядок превышают составляющую входного шума, обусловленную шумовым током. Шумовые характеристики **ОУ** практически не зависят от напряжения источников питания.

Усилители на биполярных транзисторах имеют лучшие шумовые характеристики, чем **ОУ** с полевыми транзисторами на входе при работе от низкоомных источников сигнала  $R_r$  менее 100 кОм, причем наименьшее значение приведенного ко входу шумового напряжения наблюдается у наиболее простых по структуре усилителей. Дополнительная обработка кристалла, например пассивация нитридом кремния для стабилизации поверхности, значительно снижает низкочастотную составляющую шума и уменьшает частоту среза избыточного шума до единиц герц.

При съеме и регистрации биопотенциалов в качестве источника полезного сигнала выступает отведение. В связи со сложной структурой и спецификой взаимодействия электродов с биообъектом отведение можно рассматривать как источник шумовых помех. Кроме тепловых шумов, интенсивность которых пропорциональна активному сопротивлению электродов и абсолютной температуре, в отведении возникают шумовые процессы, связанные с другими причинами. Шумы от движения возникают при взаимном перемещении поверхностных электродов и кожи или органа, на который они накладываются. Частичное снижение этих шумов достигается применением электродных паст и рассмотренными выше методами фиксации электродов. Шероховатость поверхности и зернистость структуры металлических электродов обуславливают интенсивность локальных электрохимических процессов, активно протекающих на вершинах микрорельефа и гранях кристаллов. Следствием этих процессов являются электрохимические шумы. Их снижение достигается улучшением однородности и качества обработки поверхности электродов. Для этого используется электролитическое осаждение на поверхности электрода слоя металла, а также искусственное старение поверхности новых электродов. Их помещают в физиологический раствор, соединяют между со-

бой, а раствор подвергают циклическому нагреву и охлаждению.

### 2.3. Влияние линейных искажений

В настоящее время в электрофизиологии постоянно используют количественные методы. В связи с этим существенно повысились требования к усилителям биопотенциалов по точности воспроизведения исследуемых сигналов. Качество регистрации биопотенциалов определяется уровнем линейных и нелинейных искажений усилителей и регистрирующих устройств. Линейные искажения в значительной степени связаны с неравномерностью АЧХ отведений совместно с входными цепями усилителя в области высоких и низких частот.

Оценка искажений биоэлектрических сигналов, получаемых с помощью электродов различных типов, может быть сделана на основе анализа эквивалентных схем отведений. На рис. 2.5 представлена эквивалентная схема цепи кожа – электрод – вход усилителя биопотенциалов. Схема учитывает все основные эффекты, возникающие при съеме биопотенциалов, и пригодна для расчета характеристик входной цепи для наиболее распространенных поверхностных электродов первого рода. На схеме приняты следующие обозначения:  $C_{кэ}$ ,  $R_{кэ}$  – распределенная емкость и активная составляющая сопротивления кожа–электрод;  $C_э$ ,  $R_э$  – емкость и сопротивление электрода;  $C_{вх}$ ,  $R_{вх}$  – входная емкость и активная составляющая входного сопротивления усилителя. Комплексный коэффициент передачи по напряжению входной цепи определяется выражением

$$\dot{K} = \frac{Z_{вх}}{Z_{вх} + Z_э + Z_{кэ}}, \quad (2.11)$$

где  $Z_{вх}$ ,  $Z_э$ ,  $Z_{кэ}$  – комплексные сопротивления входа усилителя, электрода и системы кожа–электрод соответственно. Последние вычисляются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} Z_{вх} &= \frac{R_{вх}}{1 + j\omega C_{вх}R_{вх}}; \\ Z_э &= \frac{R_э}{1 + j\omega C_эR_э}; \\ Z_{кэ} &= \frac{R_{кэ}}{1 + j\omega C_{кэ}R_{кэ}}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

где  $\omega$  – круговая частота.

На рис. 2.6 и 2.7 представлены АЧХ входной цепи для типичных значений параметров электродов при разной величине кожно-электродного сопротивления и следующих параметрах входной цепи усилителя:  $R_{вх} = 200$  МОм,  $C_{вх} = 10$  пФ. На рисунках цифрами обозначен тип электрода: 1 – емкостной электрод  $R_э = \infty$ ,  $C_э = 2000$  пФ; 2 – металлический электрод  $R_э = 0$ ,  $C_э = 0$ ; 3 – резистивно-емкостной электрод  $R_э = 900$  кОм,  $C_э = 2000$  пФ; 4 – резистивный электрод  $R_э = 900$  кОм,  $C_э = 0$ .

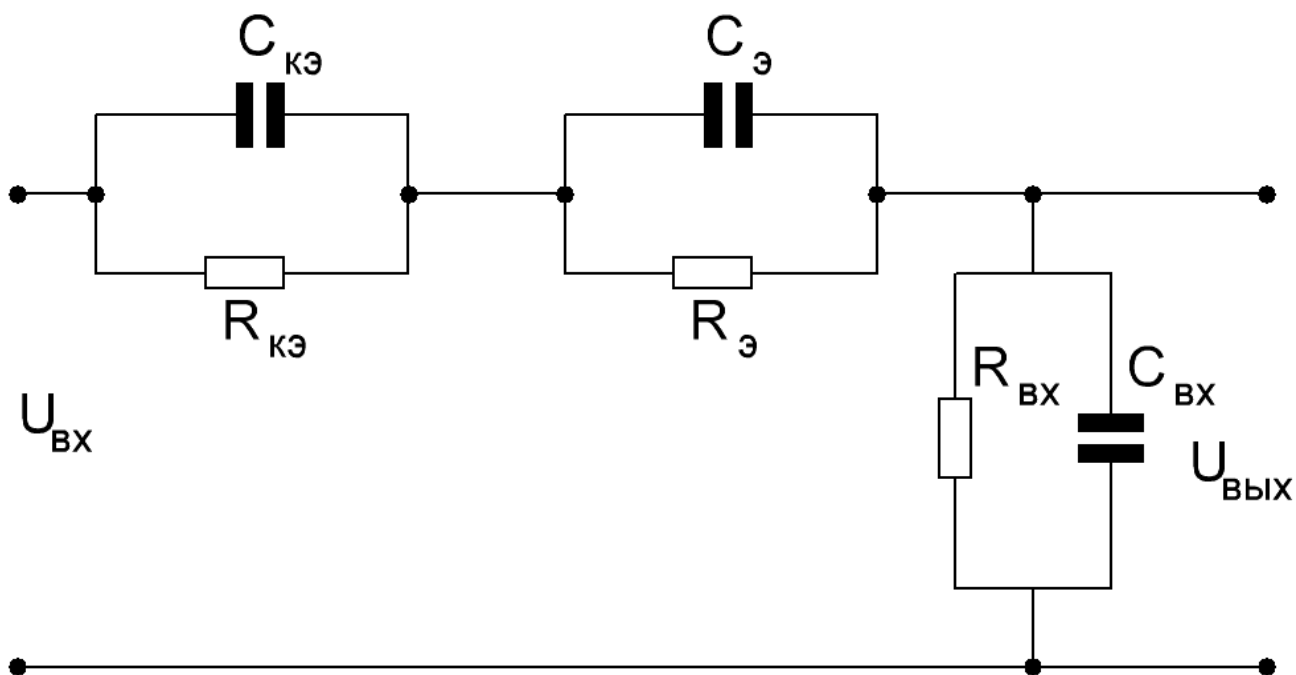


Рис. 2.5. Эквивалентная схема цепи кожа-электрод-вход усилителя биопотенциалов

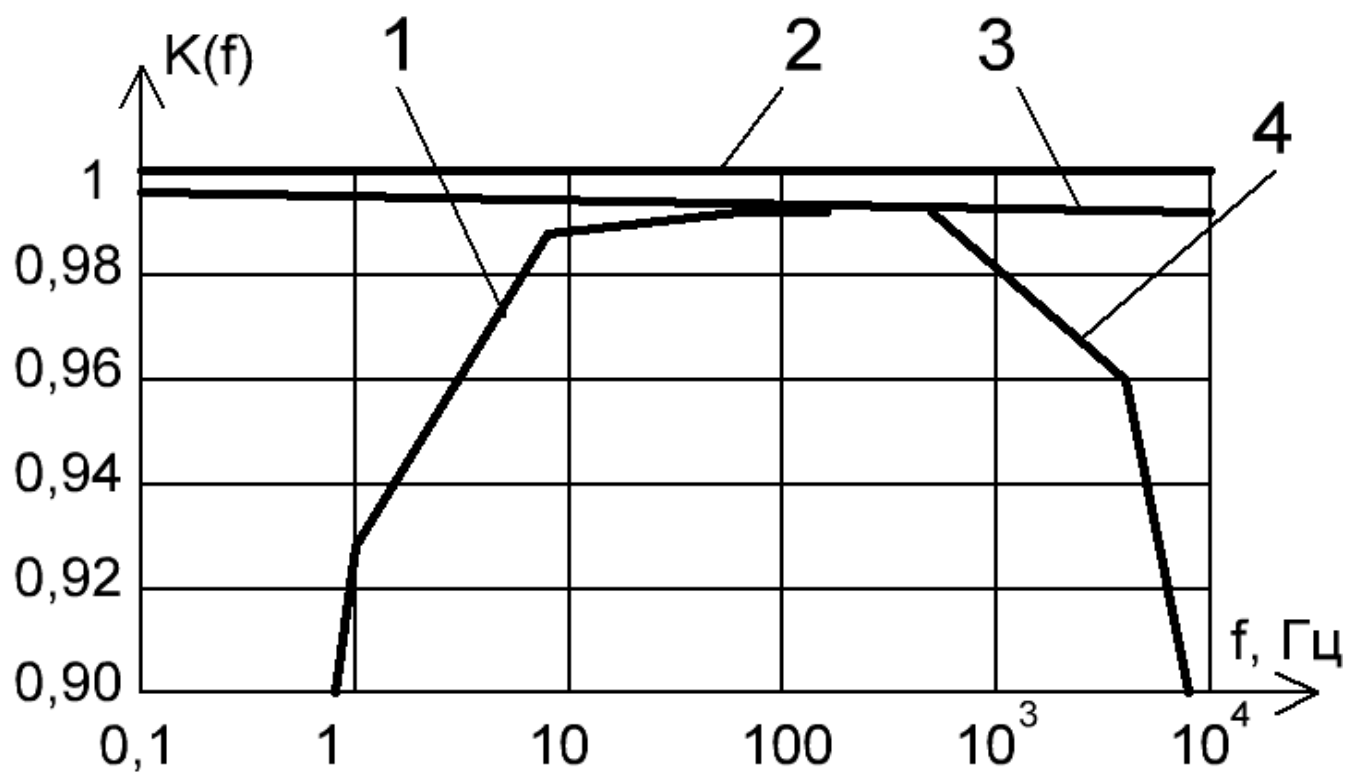


Рис. 2.6. АЧХ входной цепи:  $C_{кэ} = 3600$  пФ,  $R_{кэ} = 5$ кОм

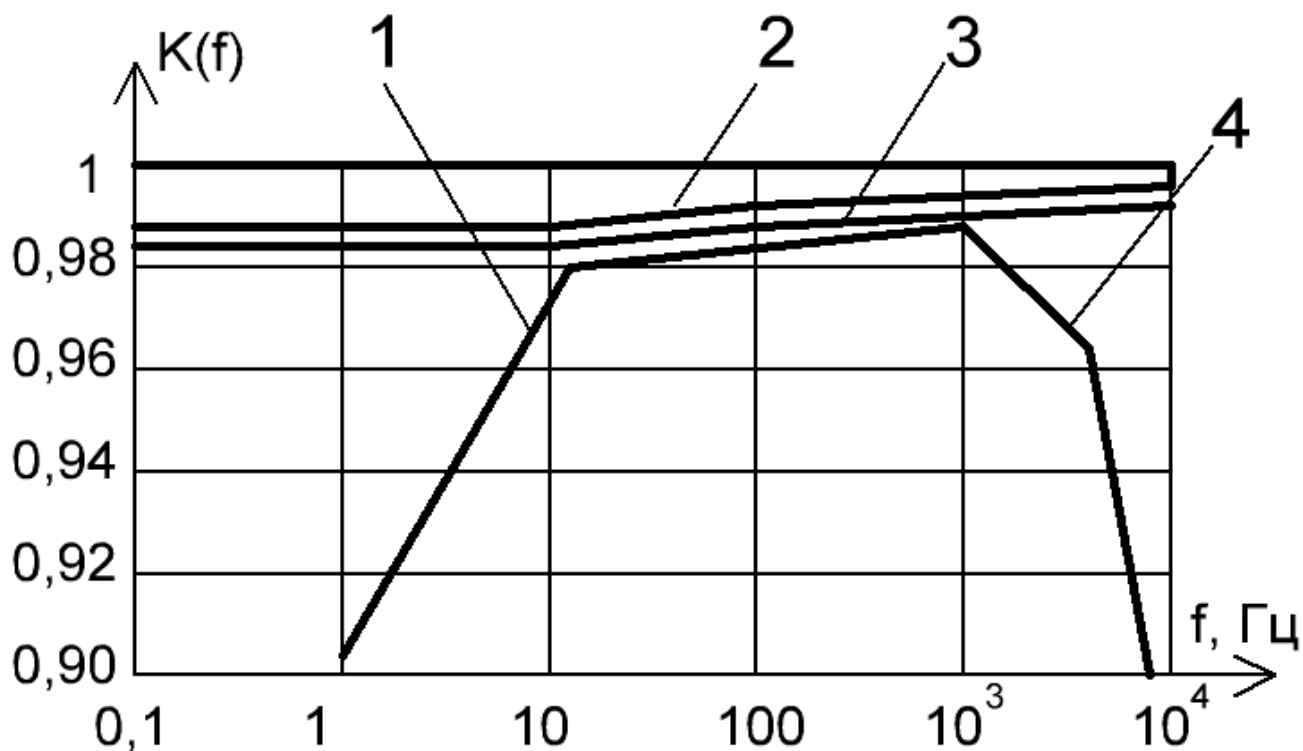


Рис. 2.7. АЧХ входной цепи:  $C_{кэ} = 3600$  пФ,  $R_{кэ} = 2,5$  МОм

Очевидно, что наименьшим уровнем линейных искажений в диапазоне изменения кожно-электродного сопротивления обладают металлические и резистивно-емкостные электроды. Их применение при точных электрофизиологических исследованиях предпочтительно. Увеличение входной емкости усилителя приводит к росту линейных искажений. Из анализа видно, что уменьшение активной составляющей входного сопротивления усилителя ведет к уменьшению коэффициента передачи входной цепи и росту линейных искажений. В этом случае наилучшие характеристики сохраняются при использовании металлических электродов.

### 3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ

#### 3.1. Назначение и особенности усилителей биопотенциалов

Усилителем биопотенциалов (УБП) принято называть усилитель регистрируемых электрических потенциалов, возникающих в живых клетках, органах, тканях человека и животных. Потенциалы живых объектов могут иметь двойную амплитуду в диапазоне от 5 мкВ до 120 мВ и изменяться с частотой от  $10^{-4}$  до  $10^3$  Гц.

Усилители биопотенциалов имеют ряд особенностей, основные приведены ниже.

1. Эквивалентный генератор входного сигнала имеет достаточно большое и весьма нестабильное внутреннее сопротивление, включающее в себя нестабильность сопротивления перехода кожа – электрод. При

достаточно длительных исследованиях внутреннее сопротивление эквивалентного генератора может меняться в пределах от  $10^3$  до  $10^6$  Ом, что определяет минимально допустимое значение входного сопротивления усилителя.

2. На входах **УБП** не допускается наличия напряжения, которое через электроды оказывается подведенным к объекту исследования и может вызвать появление микро- и макротоков.
3. **УБП** должен обеспечивать подавление паразитного (синфазного) сигнала, который может во много раз превышать полезный разностный сигнал. Поэтому входным каскадом **УБП** обычно является дифференциальный каскад.

В настоящее время широко применяются **УБП** в виде дифференциальных усилителей (**ДУ**), построенных на основе операционных усилителей (**ОУ**). Далее будут рассмотрены наиболее применяемые схемы **ДУ**:

- **ДУ** на биполярных транзисторах;
- **ДУ** на полевых транзисторах;
- **ДУ** с применением **ОУ**;
- специальная схема **ДУ** с применением **ОУ**;
- многоходовый **ДУ**, построенный на **ОУ**.

Основными параметрами усилителей дифференциального сигнала являются:

- коэффициент усиления  $K_{\text{ду}}$ , который также называют коэффициентом усиления полезного (разностного) сигнала, определяемый как отношение выходного сигнала к разности входных сигналов;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{\text{оос}}$ , определяемый как отношение,

$$K_{\text{оос}} = \frac{K_{\text{ду}}}{K_{\text{усс}}}, \quad (3.1)$$

где  $K_{\text{усс}}$  – коэффициент усиления синфазного сигнала, определяемый как отношение выходного и входного синфазных сигналов; обычно коэффициент  $K_{\text{оос}}$  выражают в децибелах (дБ):

$$K_{\text{оос}} = 20 \lg \left( \frac{K_{\text{ду}}}{K_{\text{усс}}} \right); \quad (3.2)$$

- входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  (дифференциальное), определяемое как отношение приращения разностного напряжения к приращению входного тока, вызванному приращением этого напряжения, т.е. сопротивление между входами;
- синфазное входное сопротивление  $R_{\text{свх}}$ , определяемое как отношение приращения напряжения к приращению входного тока, вызванному приращением напряжения, т.е. сопротивление между входом и нулевым проводом;

- выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$ , которое достаточно мало и обычно принимается равным нулю.

### 3.2. Дифференциальный усилитель на основе биполярных транзисторов

Дифференциальный усилитель – это симметричный усилитель постоянного напряжения с двумя входами и двумя выходами (рис. 3.1). Основным предназначением такого усилителя является усиление разности двух входных сигналов. В случае идеального исполнения дифференциального усилителя выходной сигнал зависит только от разности входных сигналов и не зависит от их величины.

На входах дифференциального усилителя могут действовать два вида сигналов: синфазные и противофазные (дифференциальные). Синфазные сигналы подаются на оба входа усилителя, а дифференциальные сигналы – между входами. Если на оба входа одновременно действуют оба сигнала, то

$$U_{\text{вх1}} = U_{\text{сф}} + U_{\text{диф}}, \quad U_{\text{вх2}} = U_{\text{сф}} - U_{\text{диф}} \quad (3.3)$$

Отсюда

$$U_{\text{сф}} = \frac{(U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}})}{2}, \quad U_{\text{диф}} = \frac{(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})}{2} \quad (3.4)$$

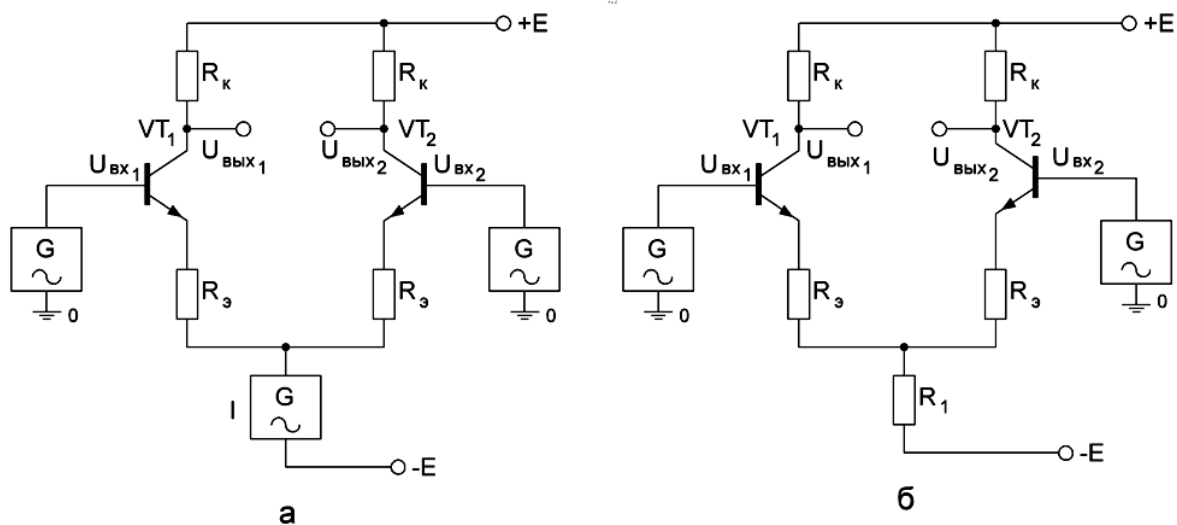


Рис. 3.1. Электрические принципиальные схемы дифференциальных усилителей

Выходным сигналом дифференциального усилителя будет соответствующая разность сигналов его плеч:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}} \quad (3.5)$$

В общую эмиттерную цепь включён источник стабильного тока  $I$ . Он обеспечивает постоянство суммарной величины эмиттерных токов:

$$I_{\text{э1}} + I_{\text{э2}} = \text{const.} \quad (3.6)$$

При отсутствии входных сигналов ( $U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0$ ) и при условии идентичности параметров применяемых элементов токи эмиттеров будут равны друг другу, т.е.  $I_{Э1} = I_{Э2} = I/2$ .

Коллекторные токи также будут равны между собой ( $I_{К1} = I_{К2}$ ), что приводит к равенству выходных сигналов и нулевому значению выходного дифференциального сигнала  $U_{ВЫХ} = U_{ВХ1} - U_{ВХ2} = 0$ . Для случая одновременной подачи на оба входа синфазного сигнала схема замещения усилителя может быть представлена в соответствии с рис. 3.2.

Источник тока для простоты рассуждений заменяем на резистор  $R_1$  (его внутреннее сопротивление), и для случая подачи синфазного сигнала схема трансформируется в две самостоятельные схемы усилителей по схеме с общим эмиттером с резисторами в цепях эмиттеров  $R = R_э + 2R_1$ .

При условии симметрии схемы

$$U_{ВЫХ1} = U_{ВЫХ2} = \frac{R_к}{R_э + r_э + 2R_1} r_э, \quad (3.7)$$

и, следовательно, выходной сигнал будет равен нулю:

$$U_{ВЫХ\ сф} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2}. \quad (3.8)$$

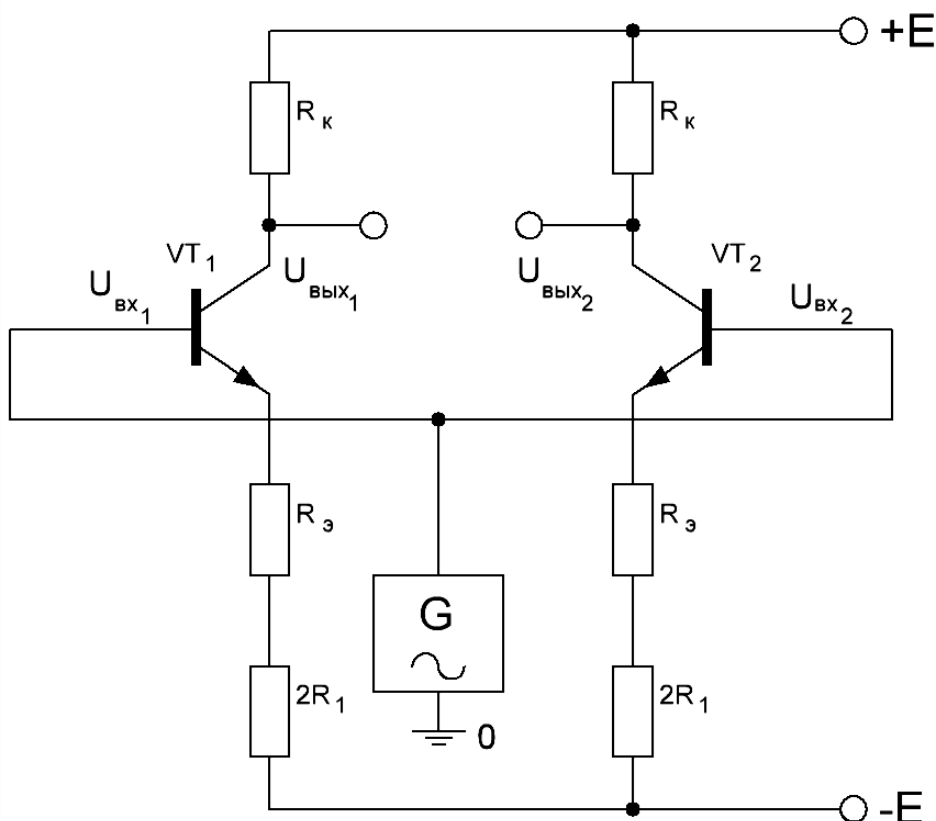


Рис. 3.2. Схема замещения дифференциального усилителя для синфазного сигнала

Схема замещения дифференциального усилителя для дифференциального сигнала приведена на рис. 3.3.

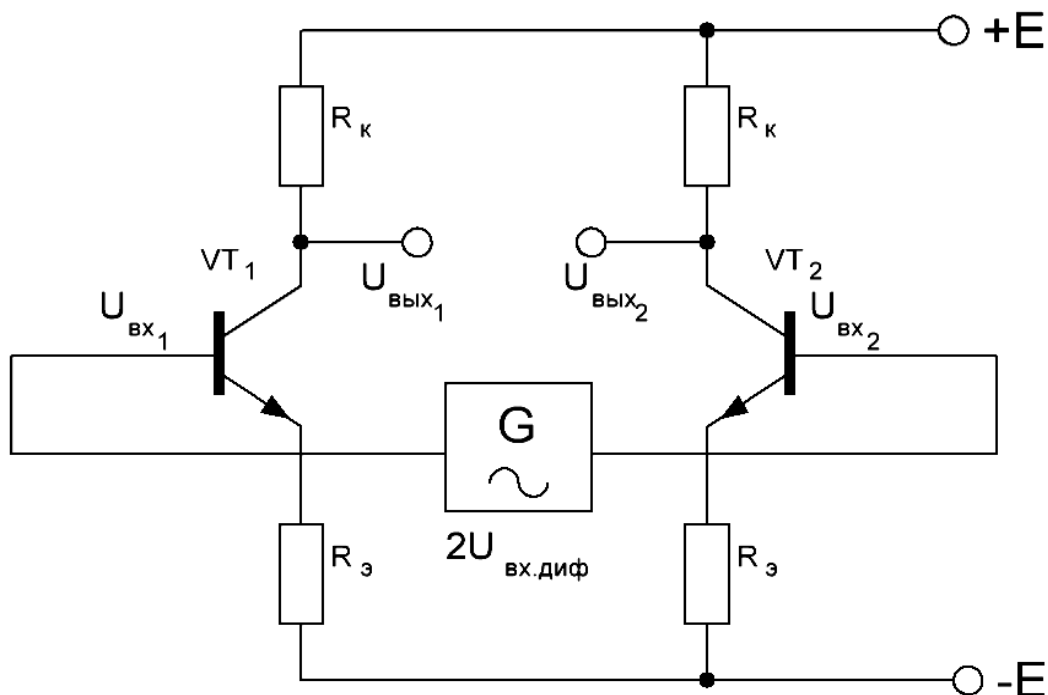


Рис. 3.3. Схема замещения **ДУ** для дифференциального сигнала

Входные сигналы подключаются к базам транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  в противофазе, следовательно, токи в эмиттерных цепях имеют противоположное направление и взаимно компенсируются. При этом в схеме замещения остаются только резисторы  $R_э$ . Анализ схемы замещения позволяет определить коэффициент усиления по напряжению дифференциального сигнала следующим образом:

$$U_{\text{вых диф}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} ; \quad (3.9)$$

$$U_{\text{вых1}} = -\frac{R_к}{R_э+r_э} U_{\text{вх1}} ; U_{\text{вых2}} = -\frac{R_к}{R_э+r_э} U_{\text{вх2}}.$$

Тогда выражение для коэффициента усиления дифференциального сигнала будет иметь вид

$$K_{u \text{ диф}} = -\frac{R_к}{R_э+r_э}. \quad (3.10)$$

Очевидно, что усиление дифференциального усилителя аналогично усилению схемы однокаскадного усилителя, выполненного по схеме с общим эмиттером с цепью отрицательной обратной связи по току.

Для полностью симметричной схемы и идеального совпадения характеристик применяемых элементов  $K_{оос} \rightarrow \infty$ . Для реально используемых элементов

$$K_{u \text{ синф}} = R_K / 2r_K, \quad (3.11)$$

где  $r_K$  – внутреннее сопротивление коллекторного перехода (величина, обратная выходной проводимости  $h_{22}$ ).

Типовое значение коэффициента передачи синфазного сигнала  $\approx 10^{-3}$ , а коэффициента усиления дифференциального сигнала -50...100. Для реальных дифференциальных усилителей  $K_{оос} \approx 40...110$  дБ.

### 3.3. Дифференциальный усилитель на основе биполярных транзисторов в режиме большого сигнала

При практическом применении дифференциальных усилителей неизбежно встает вопрос о пределах линейного участка их характеристики прямой передачи. В ряде случаев нелинейность характеристики усилителей является их существенным преимуществом, расширяющим динамический диапазон регистрируемых сигналов. Свойства нелинейных режимов дифференциальных усилителей находят применение в медицинском приборостроении, что связано со спецификой электрических сигналов биологической природы.

В режиме большого сигнала и при отсутствии цепи отрицательной обратной связи необходимо учитывать нелинейный (экспоненциальный) характер зависимостей коллекторных токов от напряжения между базами и эмиттерами транзисторов. При этом для коллекторных токов  $VT_1$  и  $VT_2$  выражения будут иметь следующий вид:

$$I_{K1} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{бэ1}}{U_T}\right); \quad I_{K2} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{бэ2}}{U_T}\right). \quad (3.12)$$

$$I_{и} = I_{K1} + I_{K2}.$$

Здесь  $U_{бэ1,2}$  – соответственно напряжения база-эмиттер транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ ;  $U_T = kT/q$ ,  $q$  – заряд электрона ( $1,602 \times 10^{-19}$  Кл);  $k$  – постоянная Больцмана ( $1,38 \times 10^{-23}$  Дж/К);  $T$  – абсолютная температура (293 К).

Соотношение токов при этом можно выразить через дифференциальный входной сигнал:

$$I_{K1}/I_{K2} = \exp\left(\frac{U_{вх.диф}}{U_T}\right). \quad (3.13)$$

Тогда выражение зависимости относительного значения тока коллектора от величины входного дифференциального сигнала при условии  $R_э = 0$  будет иметь вид

$$I_{K1}/I_{и} = \frac{\exp(U_{вх.диф}/U_T)}{1 + \exp(U_{вх.диф}/U_T)}. \quad (3.14)$$

Графическая интерпретация приведенного выражения представлена на рис. 3.4.

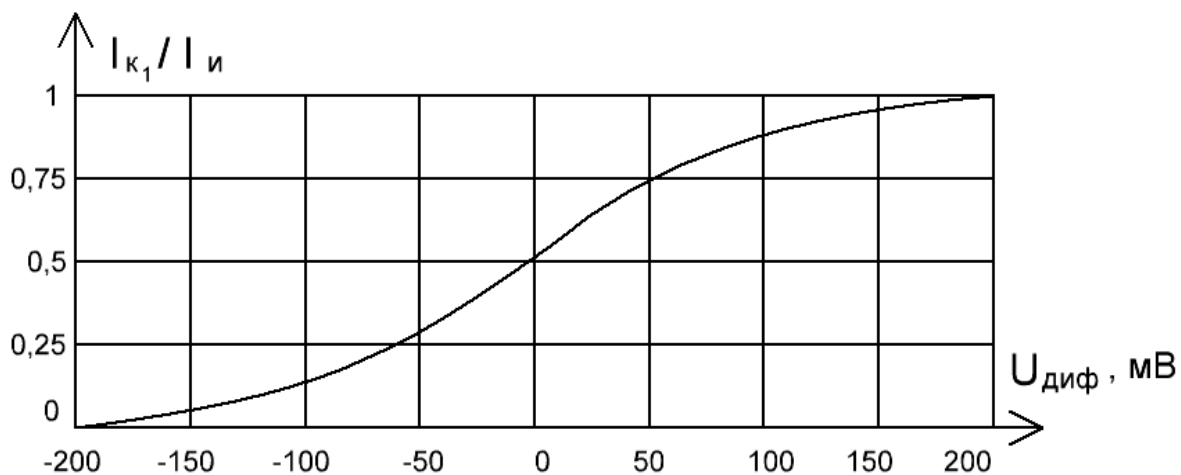


Рис. 3.4. Характеристика прямой передачи дифференциального усилителя в режиме большого сигнала

Из анализа представленной характеристики следует:

- линейный участок характеристики составляет  $\pm 25$  мВ;
- наклон, а следовательно, и коэффициент усиления не зависят от величины тока, формируемого источником тока  $I_{и}$ .

### 3.4. Дифференциальный усилитель на основе полевых транзисторов

В некоторых случаях, в том числе при проведении медико-биологических исследований, необходим дифференциальный усилитель с высоким входным сопротивлением. Для построения такого усилителя могут применяться и структуры на основе составных транзисторов, однако лучшие результаты могут быть получены при применении полевых (униполярных) транзисторов.

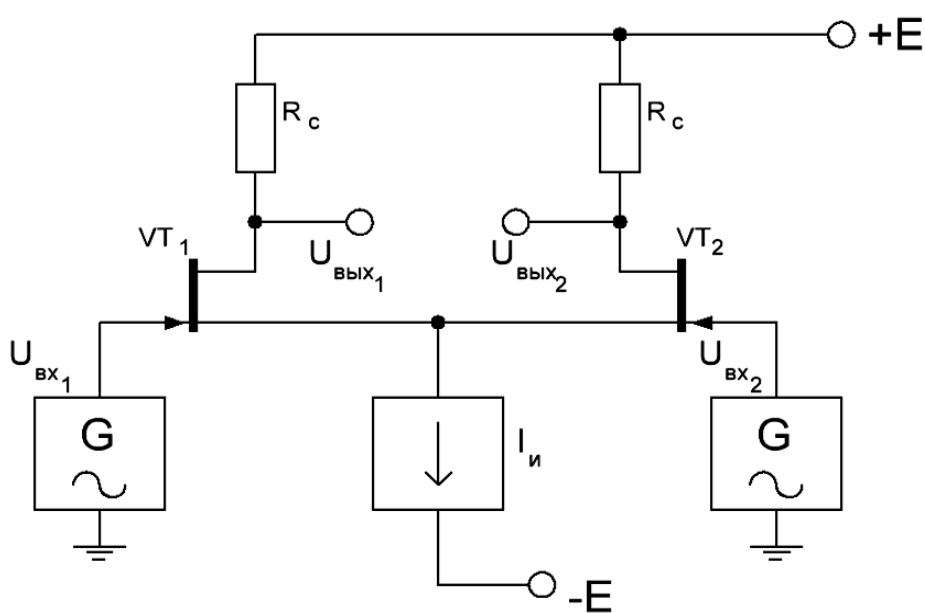


Рис. 3.5. Дифференциальный усилитель на основе полевых транзисторов

Основные расчетные соотношения для приведенной схемы в режиме малого сигнала аналогичны таковым для дифференциального усилителя на биполярных транзисторах. Необходимым условием является  $I_{и} < I_{co}$ , т.е. чтобы ток источника тока был меньше начального тока стока полевого транзистора при  $U_{зи} = 0$ . Это необходимо для того, чтобы даже при максимальных сигналах изолирующие **p-n**-переходы полевых транзисторов оставались бы запертыми.

Расчетные соотношения:

$$K_{U_{диф}} = -0.5S(R_c \parallel r_c) \text{ при } U_{диф} = U_{вх1} - U_{вх2}; \quad (3.15)$$

$$K_{U_{сф}} = -0.5(R_c \parallel r_{си}) \text{ при } U_{са} = (U_{вх1} + U_{вх2})/2.$$

Отсюда

$$K_{оос} = S \cdot r_{и},$$

где  $r_{и}$  – внутреннее сопротивление источника тока. В режиме большого сигнала передаточная характеристика зависит от величины тока  $I_{и}$ .

С учетом приложенного дифференциального сигнала  $U_{диф} = U_{вх1} - U_{вх2}$  и тока  $I_{и} = I_{с1} + I_{с2}$  имеем следующее выражение:

$$\frac{U_{диф}}{U_{отс}} = \sqrt{\frac{I_{и}}{I_{co}}} \left( \sqrt{\frac{I_{с1}}{I_{и}}} - \sqrt{1 - \frac{I_{и}}{I_{co}}} \right). \quad (3.16)$$

Графическая интерпретация приведенного выражения представлена на рис. 3.6.

Из представленной характеристики следует, что крутизна преобразования, а следовательно, и коэффициент усиления такого усилителя зависят от величины тока источника тока, установленного в цепях истоков полевых транзисторов, что необходимо учитывать при проектировании входных каскадов аппаратуры медико-биологического назначения, для которых порой требуются весьма высокие значения коэффициентов усиления по напряжению.

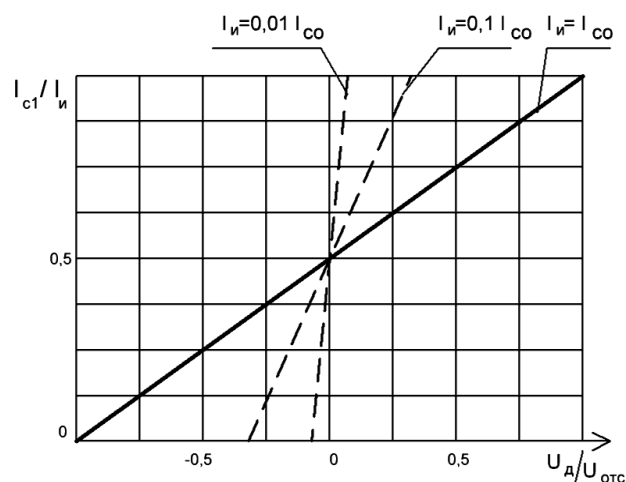


Рис. 3.6. Передаточная характеристика дифференциального усилителя на основе полевых транзисторов

### 3.5. Дифференциальный усилитель с одним ОУ

Схема простейшего ДУ приведена на рис. 3.7. Она включает в себя ОУ и цепи отрицательной обратной связи (ООС), состоящие из делителей  $R_{oc}$ ,  $R_1$  и  $R_2$ ,  $R_3$ , предназначенных для обеспечения равенства коэффициентов усиления по обоим входам. Это обеспечивает пропорциональность выходного напряжения разности входных сигналов ( $U_1 - U_2$ ).

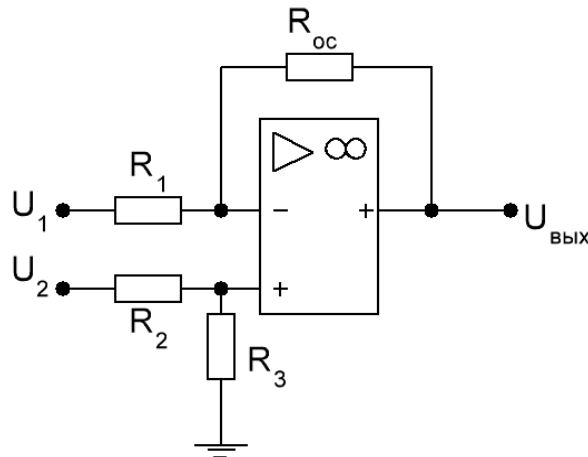


Рис. 3.7. Дифференциальный усилитель с одним ОУ

Поскольку усилитель работает в линейном режиме, то можно выходное напряжение определить как алгебраическую сумму двух составляющих  $U_1$  и  $U_2$ :

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 \frac{R_3}{R_3 + R_2} \left( \frac{R_{oc}}{R_1} + 1 \right) - U_1 \left( \frac{R_{oc}}{R_1} \right) + U_{cc} \frac{R_3}{R_3 + R_2} \left( \frac{R_{oc}}{R_1} + 1 \right) - U_{cc} \left( \frac{R_{oc}}{R_1} \right). \quad (3.17)$$

Если обеспечить равенство соотношения  $R_3/R_2 = R_{oc}/R_1$ , то выходной сигнал, вызванный наличием входного синфазного сигнала, будет равен 0, и суммарный выходной сигнал будет определяться только разностью входных сигналов и коэффициентом усиления дифференциального сигнала:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} (U_1 - U_2), \quad (3.18)$$

где  $K_{U \text{ диф}} = -R_{oc}/R_1$  – коэффициент усиления дифференциального сигнала.

Одним из недостатков такой схемы является низкое входное сопротивление, различное для инвертирующего и неинвертирующего входов. Для увеличения входного сопротивления на входах ставят усилители повторители напряжения на ОУ (рис. 3.8). При этом если взять ОУ с входными каскадами на основе полевых транзисторов, то их входное сопротивление будет очень большим.

Вторым существенным недостатком рассмотренного ДУ является сложность регулирования коэффициента усиления по определенным причинам. Во-первых, для обеспечения соотношения  $R_3/R_2 = R_{oc}/R_1$  необхо-

димо одновременное одинаковое изменение сопротивления двух резисторов. Во-вторых, при этом будут меняться по-разному входные сопротивления для синфазных сигналов, а это приведет к синфазной ошибке, которая будет тем больше, чем больше внутреннее сопротивление источника сигнала.

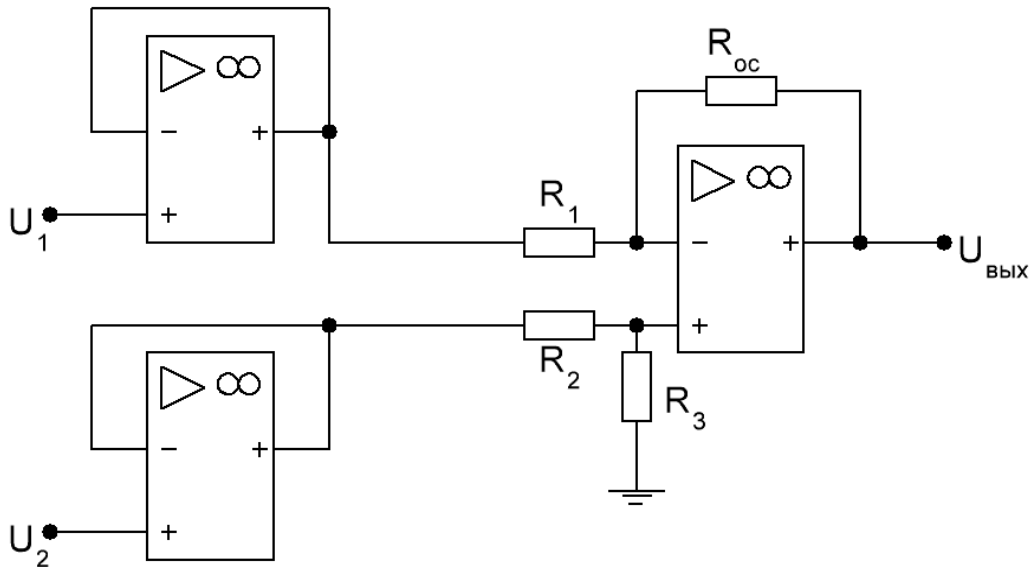


Рис. 3.8. Схема повышения входного сопротивления ДУ

При неточности согласования сопротивлений резисторов выходной сигнал будет описываться выражением

$$U_{\text{вых сс}} = U_{\text{сс}} \frac{R_3 R_2 - R_2 R_{\text{oc}}}{R_1 (R_2 + R_3)} . \quad (3.19)$$

Этот сигнал помимо составляющей, обусловленной действием помех, будет иметь составляющую среднего уровня

$$U_{\text{вых су}} = \frac{(U_1 + U_2)}{2} \frac{R_3 R_1 - R_2 R_{\text{oc}}}{R_1 (R_2 + R_3)} , \quad (3.20)$$

которая является погрешностью, вызванной действием синфазного сигнала. При этом коэффициент усиления синфазного сигнала имеет вид

$$K_{\text{исс}} = \frac{R_3 R_1 - R_2 R_{\text{oc}}}{R_1 (R_2 + R_3)} . \quad (3.21)$$

Тогда коэффициент подавления синфазного сигнала, равный отношению коэффициентов усиления дифференциального и синфазного сигналов, будет

$$M_{\text{сф}} = \frac{R_{\text{oc}}}{R_1} \frac{R_1 (R_1 + R_3)}{R_1 R_3 - R_2 R_{\text{oc}}} = \frac{R_{\text{oc}} (R_2 + R_3)}{R_1 R_3 - R_2 R_{\text{oc}}} . \quad (3.22)$$

Расчеты показывают, что для обеспечения высокой точности усиления дифференциального (разностного) сигнала инструментальным усилителем требуется ДУ с большим  $M_{\text{сф}}$  (порядка 100 дБ). Для такого усилите-

ля рекомендуется проводить подбор резисторов из класса прецизионных (с отклонениями от номинала не более десятых долей процента).

### 3.6. Универсальный дифференциальный усилитель с тремя ОУ

Схема такого усилителя приведена на рис. 3.9. Она представляет собой два каскада дифференциальных усилителей: первый – с двумя операционными усилителями:  $ОУ_1$  и  $ОУ_2$ ; второй – с одним операционным усилителем  $ОУ_3$ . Резистор  $R_6$  обеспечивает регулирование коэффициента усиления. Резистор  $R_3$  обычно делается подстроечным для получения максимального  $K_{occ}$ .

Если предположить, что напряжения на инвертирующих и неинвертирующих входах  $ОУ_1$  и  $ОУ_2$  равны, тогда напряжения на их выходах будут такими:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_1 \left( \frac{R_4}{R_6} + 1 \right) - U_2 \left( \frac{R_4}{R_6} \right) + U_{cc} \left( \frac{R_4}{R_6} + 1 \right) - U_{cc} \left( \frac{R_4}{R_6} \right); \quad (3.23)$$

$$U_{\text{ВЫХ2}} = U_2 \left( \frac{R_5}{R_6} + 1 \right) - U_1 \left( \frac{R_5}{R_6} \right) + U_{cc} \left( \frac{R_5}{R_6} + 1 \right) - U_{cc} \left( \frac{R_5}{R_6} \right). \quad (3.24)$$

Из этих выражений следует, что входной каскад обеспечивает большой дифференциальный коэффициент усиления и единичный коэффициент усиления синфазных сигналов. При этом с помощью резистора  $R_6$  можно регулировать дифференциальный коэффициент усиления фактически без влияния на коэффициент усиления синфазного сигнала.

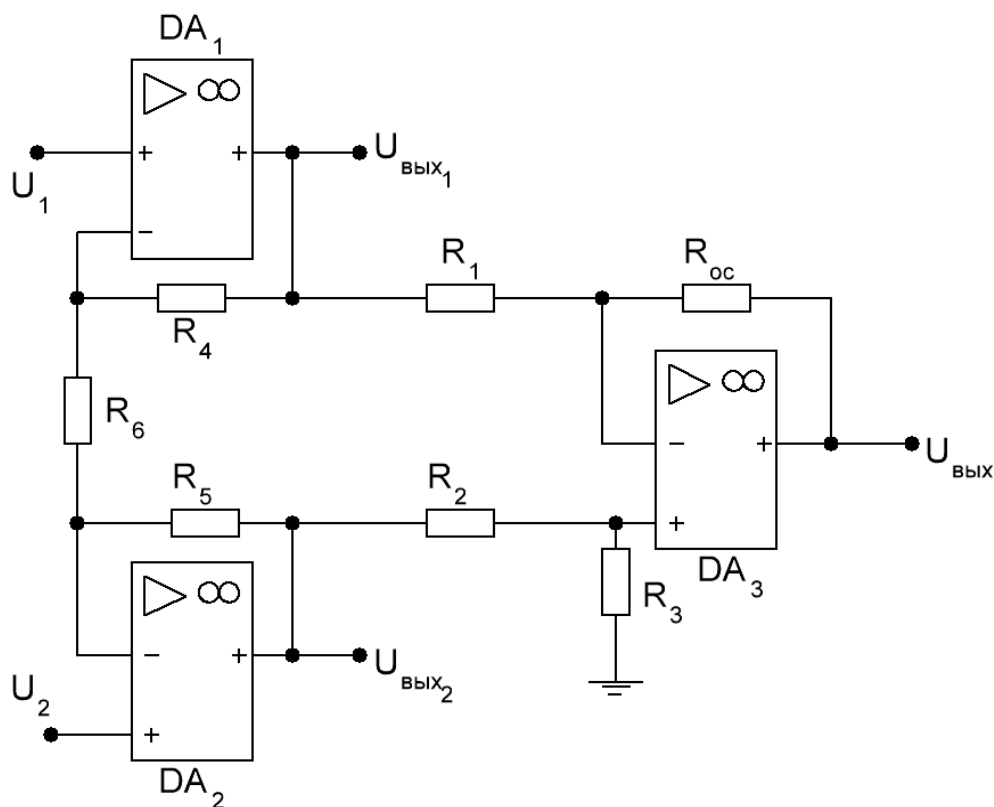


Рис. 3.9. ДУ с тремя ОУ

Таким образом, дифференциальный выход этого каскада будет представлять собой сигнал с существенно уменьшенной (относительно) синфазной составляющей. Он используется для возбуждения второго каскада, который представляет собой простейший ДУ.

Дифференциальное разностное выходное напряжение при выполнении условия  $R_3/R_2 = R_{oc}/R_1$  будет

$$U_{\text{выхр}} = -\frac{R_{oc}}{R_1}(U_1 - U_2), \quad (3.25)$$

или

$$U_{\text{выхр}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} \left( \frac{R_4 + R_5}{R_6} + 1 \right) (U_1 - U_2) = -K_{U_{\text{диф}}} (U_1 - U_2), \quad (3.26)$$

где

$$K_{U_{\text{диф}}} = -\frac{R_{oc}}{R_1} \left( \frac{R_4 + R_5}{R_6} + 1 \right). \quad (3.27)$$

Из-за неточности согласования соотношения коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$M_{\text{сф}} = \frac{R_{oc}(R_2 + R_3)(R_4 + R_5 + R_6)}{R_6(R_1 R_3 + R_2 R_{oc})}. \quad (3.28)$$

Отсюда следует, что схема с тремя ОУ дает  $M_{\text{сф}}$  в  $(R_4 + R_5 + R_6)/R_6$  раз больше, чем схема с одним операционным усилителем. Это позволяет ослабить требования к согласованию сопротивлений резисторов. Эти требования тем мягче, чем больше коэффициент усиления первого каскада. Поэтому второй каскад часто выполняется с единичным коэффициентом усиления. При выполнении экспериментальных исследований необходимо учитывать величину коэффициента усиления второго каскада, равную 10, что обусловлено необходимостью упрощения экспериментальной базы и метрологического обеспечения исследований с помощью имеющихся в лабораторном комплексе приборов.

Поскольку в приведенной схеме входные каскады на  $DA_1$  и  $DA_2$  обладают единичным коэффициентом усиления по отношению к синфазному сигналу, выходной сигнал среднего уровня

$$U_{\text{выхср}} = \frac{(U_1 + U_2)}{2} \frac{R_1 R_3 - R_2 R_{oc}}{R_1 (R_2 + R_3)}, \quad (3.29)$$

т.е. определяется величинами сопротивлений резисторов второго каскада и рассогласованием соотношения  $R_3/R_2 = R_{oc}/R_1$ .

### 3.7. Многовходовый дифференциальный усилитель

Рассмотренные варианты дифференциальных усилителей получили свое дальнейшее развитие при проектировании многовходовых дифференциальных усилителей, сегодня широко применяемых в медицинском приборостроении при построении входных усилителей кардиографов, миографов, гастроэнтерографов, а также энцефалографической аппара-

туры. Принципиальная электрическая схема дифференциального усилителя подобного класса представлена на рис. 3. 10.

Вход  $U_0$  является опорным для формирования выходных разностных сигналов:  $U_{\text{ВЫХ1}} = U_i - U_0$ .

Рассмотрим условия формирования выходных сигналов при совместном действии на входе напряжения сигнала и помехи:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ0}} &= U_0 + E_{\text{П}}; \\ U_{\text{ВХ}i} &= U_i + E_{\text{П}}, \end{aligned} \quad (3.30)$$

где  $E_{\text{П}}$  – напряжение помехи, действующее синфазно на все входы дифференциального усилителя.

Выходной сигнал опорного (нулевого) канала при этом будет определяться соотношением

$$U_{\text{ВЫХ0}} = U_{\text{ВХ0}} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right). \quad (3.31)$$

Для выходного сигнала  $i$ -го канала выражение, описывающее выходной сигнал, будет иметь следующий вид:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{ВХ}i} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{\text{ВЫХ0}} \left( \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (3.32)$$

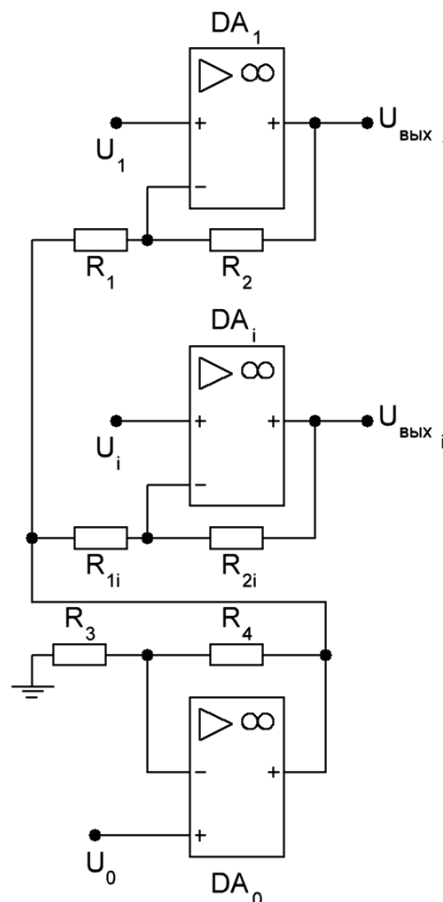


Рис. 3.10. Многоходовый дифференциальный усилитель:  $U_0 \dots U_i$  – входные сигналы;  $U_{\text{ВЫХ}i}$  – выходные сигналы

После подстановки соответствующих выражений с учетом совместного действия сигнала и помехи выходной сигнал определится следующим образом:

$$U_{\text{вых}i} = (U_i + E_{\text{п}}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - (U_0 + E_{\text{п}}) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right). \quad (3.33)$$

При выполнении условия  $(R_2/R_1)(R_3/R_4) = 1$  выходной сигнал

$$U_{\text{вых}i} = (U_i + E_{\text{п}} - U_0 - E_{\text{п}}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = (U_i - U_0) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (3.34)$$

Таким образом, для любого из  $i$ -каналов многовходового дифференциального усилителя выходной сигнал равен разности соответствующего входного и опорного сигналов, а коэффициент усиления по  $-i$  разности равен коэффициенту усиления неинвертирующего усилителя. При этом выходной сигнал не зависит от сигнала синфазной помехи.

При выполнении условия  $(R_2/R_1)(R_3/R_4) = 1$  необходимо помнить, что для максимального подавления синфазной помехи собственный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя опорного канала должен быть немного больше единицы.

## 4. ФИЛЬТРАЦИЯ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Регистрирующая аппаратура должна обеспечивать выделение полезных сигналов с высокой точностью, осуществлять эффективное подавление шумов и помех, с высокой точностью преобразовывать сигналы в цифровую форму. Это позволяет провести качественную обработку биосигналов и получить достоверную оценку информационных физиологических параметров. Однако во время регистрации не всегда складывается благоприятная обстановка. Возникают мощные сетевые синфазные помехи, а также мышечный тремор пациента, являющийся источником миографических шумов. Часто причиной дополнительных помех является небрежное наложение электродов на тело пациента. Существует и ряд других причин, из-за которых влияние шумов и помех оказывается недопустимо высоким.

Эффективным методом борьбы с указанными недостатками является фильтрация биоэлектрических сигналов. Она может осуществляться как аппаратными средствами, так и путем использования цифровых фильтров. В настоящей работе будут приведены только аппаратные методы фильтрации биоэлектрических сигналов, а также рассмотрены теоретические и практические методы расчета и построения различных схем фильтров.

### 4.1. Классификация фильтров

Электрическим фильтром называется устройство, предназначенное для пропускания из спектра входного электрического сигнала тех гармо-

нических составляющих, частоты которых расположены в определенной полосе пропускания или прозрачности, и подавления тех составляющих, частоты которых лежат вне этой полосы. Частота, лежащая на границе полосы пропускания, называется частотой среза  $f_c$ .

По расположению полосы пропускания фильтры делятся на следующие типы:

- фильтры нижних частот (**ФНЧ**), пропускающие сигналы с частотами от 0 до  $f_c$ ;
- фильтры верхних частот (**ФВЧ**), имеющие полосу пропускания от  $f_c$  до бесконечности;
- полосовые фильтры (**ПФ**), пропускающие входной сигнал в полосе частот от  $f_{c1}$  до  $f_{c2}$ ;
- заграждающие фильтры (**ЗФ**), не пропускающие входной сигнал в полосе частот от  $f_{c1}$  до  $f_{c2}$ ;
- гребенчатые, или многополосные, фильтры (**ГФ**), имеющие несколько полос пропускания.

По наличию или отсутствию активных элементов фильтры разделяют на активные и пассивные.

Активные фильтры способны усиливать проходящие через них сигналы по мощности. На эквивалентной схеме это свойство выражается наличием источника, благодаря его энергии и осуществляется усиление.

В качестве пассивных фильтров широко применяются **LC**-фильтры, т. е. цепи, содержащие реактивности разных знаков. Вследствие резонансных явлений в таких цепях выделяются колебания, находящиеся в полосе пропускания.

В пассивных фильтрах могут применяться реактивные элементы одного знака – только индуктивности или только емкости. При этом селекция сигналов основывается по-прежнему на частотной зависимости сопротивления реактивных элементов. Однако для формирования необходимых частотных характеристик эти фильтры должны содержать и резисторы. Обычно при подобном построении фильтра отказываются от применения индуктивности, которая является более габаритным и дорогим и менее стабильным элементом по сравнению с емкостью. Таким образом, получают **RC**-фильтры.

В общем случае фильтр может включать в себя произвольные реактивные двухполюсники, так как их сопротивление также зависит от частоты. Из таких реактивных двухполюсников составляются четырехполюсники, которые, соединяясь между собой в различных сочетаниях, образуют сколь угодно сложные фильтры.

В зависимости от способа соединения различают цепочечные и мостовые фильтры.

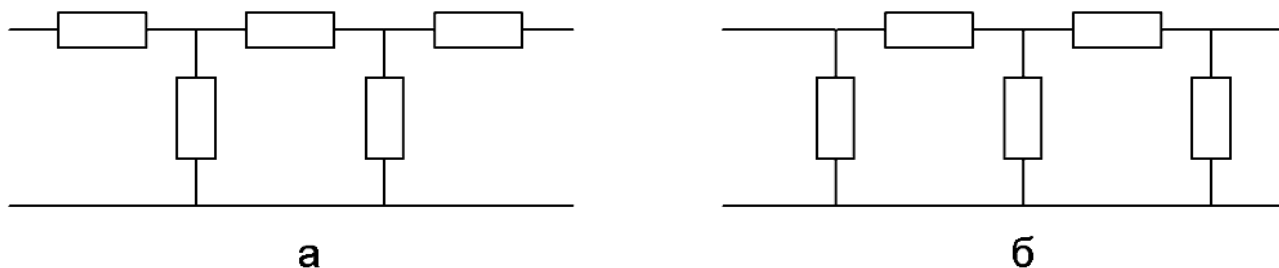


Рис. 4.1. Цепочечные фильтры: а – Т-образные звенья; б – П-образные звенья

Цепочечные фильтры получаются путем цепочечного (каскадного) соединения элементарных четырехполюсников (звеньев). При цепочечном соединении имеется только один канал, по которому сигнал проходит с входа на выход. Обычно используются Г-, Т- и П-образные звенья (рис. 4.1).

Если же в фильтре использовать параллельное соединение реактивных четырехполюсников (рис. 4.2), то сигнал будет проходить с входа на выход по двум каналам. Параллельно соединяемые четырехполюсники могут иметь произвольную схему. Фильтры с параллельным включением четырехполюсников называются мостовыми фильтрами.

Принципиальной особенностью мостовых фильтров является то, что на некоторой частоте два сигнала, проходящие по разным каналам, могут поступать на выход в противофазе, но с одинаковой амплитудой. При этом происходит взаимная компенсация сигналов, т.е. в мостовом фильтре производится абсолютное подавление колебаний, что невозможно в цепочечных фильтрах при наличии потерь. Бывают Х- и Т-образные мостовые схемы (рис. 4.3).

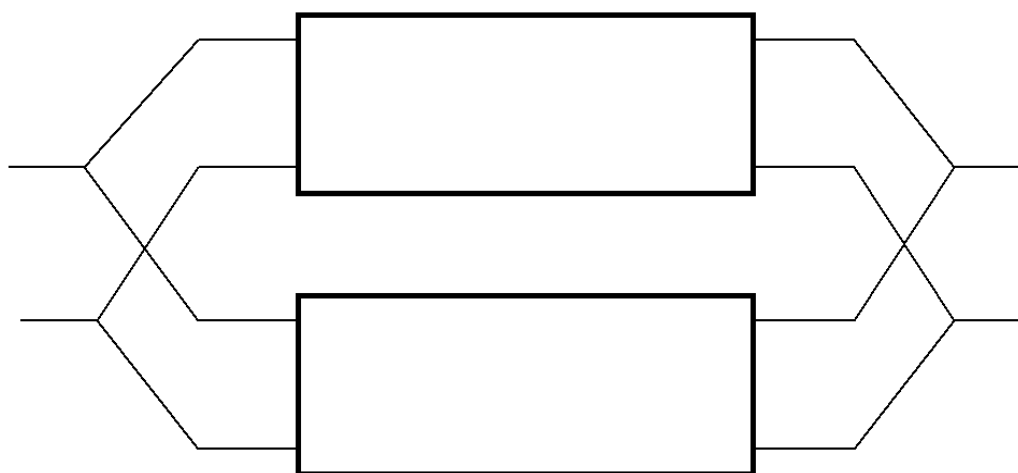


Рис. 4.2. Параллельное соединение четырехполюсников

Вместо реактивных элементов с сосредоточенными параметрами в фильтрах могут использоваться волновые двухполюсники и четырехполюсники, свойства которых также зависят от частоты. Это фильтры с распределенными параметрами, применяемые на сверхвысоких частотах.

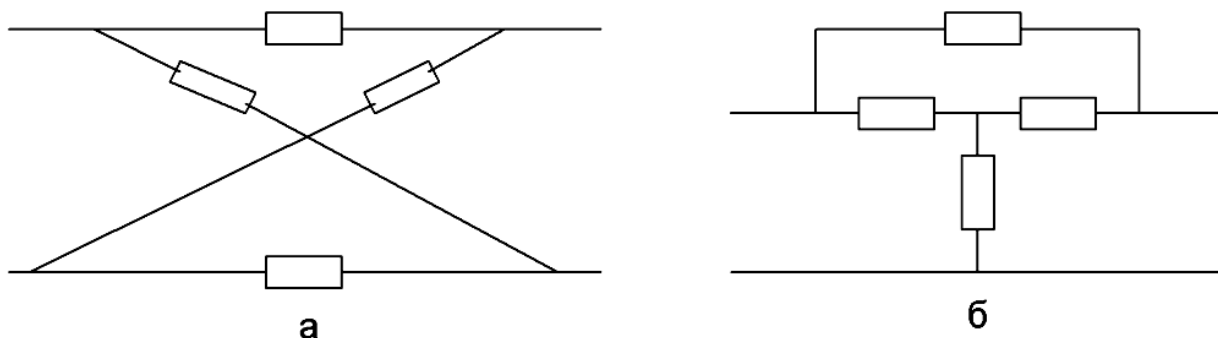


Рис. 4.3. Мостовые фильтры: а – X-образная схема; б – T-образная схема

Рассмотренные выше типы пассивных фильтров строятся по принципу цепочечного и параллельного соединения четырехполюсников. Другие возможные способы соединения четырехполюсников обычно не применяются, так как не приносят ничего существенного в свойства пассивного фильтра.

Однако при использовании в фильтре активных элементов кроме цепочечного соединения (как в резонансных усилителях) могут применяться последовательное, параллельное и другие типы соединений четырехполюсников. В таких фильтрах создаются условия, при которых сигнал может полностью проходить в направлении от выхода к входу схемы по одному (или нескольким) из четырехполюсников. Указанные фильтры называются фильтрами с обратными связями, или активными фильтрами. Четырехполюсник, по которому сигнал проходит с входа на выход, является активным четырехполюсником с коэффициентом передачи, не зависящим от частоты, а селективные свойства активных фильтров задаются четырехполюсником обратной связи, в качестве которого обычно используют пассивные фильтры. В резонансных усилителях отсутствуют обратные связи, поэтому обычно их не относят к разряду активных фильтров, хотя в них и есть активный элемент. Среди активных фильтров наиболее широко используются активные RC-фильтры.

#### 4.2. Меры передачи и параметры фильтров

На рис. 4.4 представлен фильтр в виде линейного пассивного четырехполюсника, помещенного между источником энергии и нагрузкой. Одними из основных параметров фильтра как четырехполюсника являются его входные сопротивления

$$Z_{ex1} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}, \quad Z_{ex2} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}, \quad (4.1)$$

где  $Z_{ex2}$  определяется при передаче сигнала справа налево, т. е. со стороны зажимов 2-2, если нагрузочное сопротивление и реальный источник поменять местами.

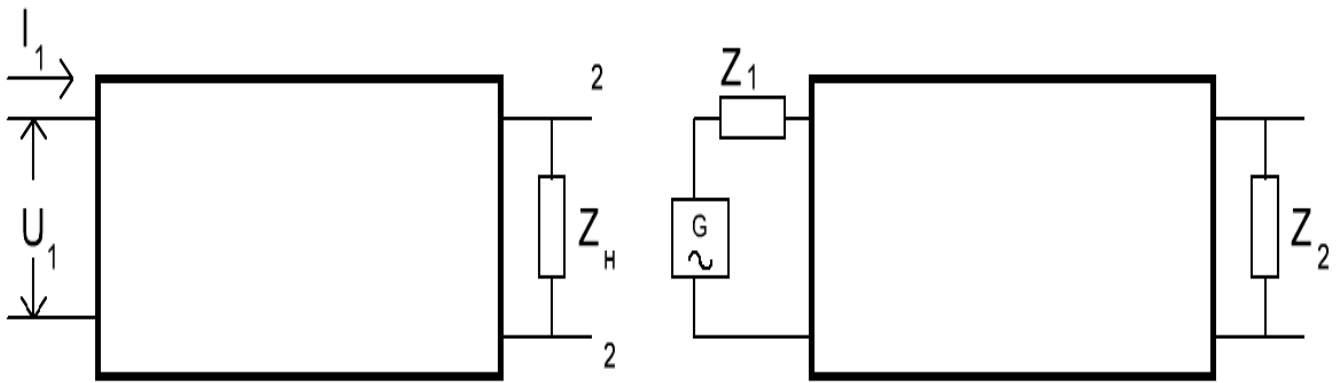


Рис. 4.4. Фильтр как линейный пассивный четырехполюсник

Источник нагружен на входные сопротивления при передаче сигнала справа налево и слева направо. Если учесть, что связь между напряжением и током на входе и выходе задается уравнениями четырехполюсника

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= a_{11}\dot{U}_2 + a_{12}\dot{I}_2, \\ \dot{I}_1 &= a_{21}\dot{U}_2 + a_{22}\dot{I}_2, \end{aligned} \quad (4.2)$$

то выражения для входных сопротивлений будут иметь вид

$$Z_{\text{вх}1} = \frac{a_{11}Z_2 + a_{12}}{a_{21}Z_2 + a_{22}}, \quad Z_{\text{вх}2} = \frac{a_{22}Z_1 + a_{12}}{a_{21}Z_1 + a_{11}}. \quad (4.3)$$

Для каждого четырехполюсника можно подобрать такие нагрузочные сопротивления  $Z_1 = Z_{c1}$  и  $Z_2 = Z_{c2}$ , при которых входное сопротивление с одной из сторон зажимов (1-1 или 2-2) будет равно нагрузочному сопротивлению с этой же стороны зажимов:  $Z_{\text{вх}1} = Z_{c1}$ ,  $Z_{\text{вх}2} = Z_{c2}$ . Такие входные сопротивления называются характеристическими. С учетом предыдущих соотношений можно получить

$$Z_{c1} = \sqrt{\frac{a_{11}a_{12}}{a_{21}a_{22}}} = \sqrt{\frac{a_{22}a_{12}}{a_{21}a_{11}}}. \quad (4.4)$$

Четырехполюсник, у которого характеристические сопротивления равны с обеих сторон, будет симметричным:  $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$ .

В общем случае характеристическое сопротивление, как и входное, зависит от частоты. Если сопротивление нагрузки равно характеристическому, то полагают, что четырехполюсник нагружен согласованно.

Если два четырехполюсника соединены последовательно и характеристическое сопротивление со стороны выхода первого равно характеристическому сопротивлению со стороны входа второго, то считают, что четырехполюсники включены согласованно.

В качестве меры передачи фильтра, т.е. для непосредственного сравнения его выходного напряжения с ЭДС  $E$  источника, используется коэффициент передачи

$$K(j\omega) = Ke^{j\theta} = \frac{U_2}{E}, \quad (4.5)$$

причем частотные зависимости  $K(\omega)$  и  $\theta(\omega)$  называются соответственно частотной (амплитудно-частотной) и фазовой (фазочастотной) характеристиками фильтра.

Важным параметром фильтра является полоса пропускания фильтра  $\Delta F = f_{c_2} - f_{c_1}$ . Обычно она определяется для частот  $f_{c_2}$  и  $f_{c_1}$ , на которых коэффициент передачи  $K(\omega_c) = K_{max}/\sqrt{2}$ . Определяя таким способом полосу пропускания, исходят из того, что при изменении амплитуд гармонических составляющих сигнала не более чем в  $\sqrt{2}$  раз (по мощности в два раза), частотные искажения сигнала получаются достаточно малыми.

Частотная характеристика фильтра в полосе пропускания может изменяться немонотонно. При этом вводится еще один параметр – неравномерность рабочего затухания в полосе пропускания  $\Delta a_p = a_{p\ max} - a_{p\ min}$ .

О селективных свойствах фильтра можно судить по его амплитудно-частотной характеристике. Однако она не всегда дает полное представление о прохождении колебаний через фильтр, поскольку при ее использовании производится сравнение колебаний по напряжению, а не по мощности. Так как активная и полная (кажущаяся) мощности определяются не только квадратом напряжения, но и сопротивлением нагрузки, то для получения полного представления об изменении мощности колебаний при их прохождении через фильтр вводится понятие рабочих мер передачи.

Существуют различные рабочие меры передачи. При этом производится сравнение колебаний непосредственно по мощности с учетом реальных нагрузочных сопротивлений на входе и выходе фильтра. Чтобы можно было сравнивать и фазы колебаний, в качестве рабочей меры передачи пользуются понятием рабочей постоянной передачи. Она определяется отношением комплексной мощности  $P_0$ , которую воспринимал бы условный приемник  $Z_2$ , непосредственно соединенный с генератором, при условии равенства  $Z_1$  и  $Z_2$ , к комплексной мощности  $P_2$ , которую фактически воспринимает данный приёмник, включенный на выходе фильтра (см. рис. 4.4):

$$g_p = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_2}. \quad (4.6)$$

Это выражение можно написать иначе, выделив действительную и мнимую части:

$$g_p = \ln \frac{|E|}{2|U_2|} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + j(\varphi_2 - \varphi_1) = a_p + j b_p, \quad (4.7)$$

где  $\varphi_2 = \arg Z_2$ ,  $\varphi_1 = \arg Z_1$ .

Действительная часть  $a_p$  называется рабочим затуханием, а мнимая часть  $b_p$  – рабочим фазовым сдвигом. Рабочее затухание определяет уменьшение полной (кажущейся) мощности, напряжения или тока на выходе четырехполюсника по отношению к входу в неперех (N) или децибелах (дБ):

$$a_p = \frac{1}{2} \left| \frac{P_0}{P_2} \right| = \ln \left| \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right| = \ln \left| \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right|,$$

или

$$a_p = 10 \lg \left| \frac{P_0}{P_2} \right| = 20 \lg \left| \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right| = 20 \lg \left| \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right|. \quad (4.8)$$

Можно связать рабочее затухание с коэффициентом передачи:

$$a_p = \ln \frac{1}{2K} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}. \quad (4.9)$$

Уровень затухания, на котором определяется полоса пропускания  $K = K_{max}/\sqrt{2}$ , будет равен 3 дБ.

Частотные характеристики затухания  $a_p(f)$  и  $b_p(f)$  дают достаточно полное представление о селективных свойствах фильтров путем сравнения мощности и фаз сигналов и помех на разных частотах.

В режиме двустороннего согласования рабочие меры передачи называются характеристическими мерами. Характеристическая постоянная передачи записывается в виде

$$g_c = \ln \frac{\dot{E}_0}{\dot{U}_2} \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}} = a_c + j b_c. \quad (4.10)$$

Характеристическое затухание  $a_c$  и характеристический фазовый сдвиг  $b_c$  можно выразить через параметры четырехполюсника:

$$\begin{aligned} a_c &= \ln \left| \sqrt{a_{11} a_{22}} + \sqrt{a_{12} a_{21}} \right|; \\ b_c &= \text{jarg}(\sqrt{a_{11} a_{22}} + \sqrt{a_{12} a_{21}}). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Характеристические параметры удобны потому, что их можно весьма просто вычислять для сложных четырехполюсников, составленных из нескольких четырехполюсников. Если фильтр образован каскадным соединением согласованно включенных четырехполюсников (звеньев), то его характеристические сопротивления равны характеристическим сопротивлениям крайних звеньев, а характеристическая постоянная передачи равна сумме характеристических постоянных передачи звеньев, составляющих это соединение. Тогда и характеристическое затухание фильтра равно сумме характеристических затуханий, а характеристический фазовый

сдвиг – сумме характеристических фазовых сдвигов, составляющих это соединение звеньев.

Эти положения лежат в основе построения фильтров при их проектировании по характеристическим параметрам.

Несмотря на простоту определения характеристических параметров, следует учитывать, что они не дают представления о передаче колебаний через фильтр с реальными нагрузочными сопротивлениями. Действительно, характеристические сопротивления являются функцией частоты, и сопротивления нагрузки не могут быть подобраны таким образом, чтобы работа фильтра была согласована на всех частотах. Практически её удастся согласовать только на одной или нескольких фиксированных частотах. Кроме этих частот фильтр работает при несогласованной нагрузке. Вследствие этого возникают отражения, приводящие к изменению мощности, подаваемой в приемник. Отражение изменяет величину и частотную зависимость затухания, фазового сдвига и входного сопротивления фильтра, а также приводит к возникновению явления электрического эха. Поэтому для оценки работы фильтра в условиях несогласованности, в рабочих условиях используют рабочие параметры.

Если при проектировании фильтров основываться на рабочих параметрах, то методы расчета параметров элементов фильтра будут более сложными, чем при использовании характеристических параметров, но результаты расчета будут точнее.

Особенность расчета активных **RC**-фильтров состоит в том, что характеристики отдельных звеньев при их каскадном соединении должны подбираться таким образом, чтобы добиться приблизительно постоянного затухания всего фильтра в пределах полосы пропускания. Поэтому эти звенья рассчитываются все вместе по рабочим параметрам.

### 4.3. Нормирование и преобразование частоты

Часто для описания величин электрических параметров элементов фильтров (например, частоты, емкости) приходится иметь дело с очень большими или очень малыми числами, что вызывает неудобство при вычислениях. Эту проблему легко решить, если значения некоторых параметров принять за единичные, что упростит расчет, а числовые результаты в итоге будут иметь общий характер. Этот процесс называется нормированием.

Не все единицы в нормированной схеме можно выбрать произвольно. Показано, что только две переменные могут быть нормированы независимо. Очень часто выбирают сопротивление и частоту. Например, для **LC**-фильтров обычно величины его элементов нормируются при сопротивлении нагрузки  $R_2 = 1$  Ом и частоте среза  $\omega_c = 1$  рад/с. В справочных материалах, как правило, приводятся результаты расчета нормированных фильтров.

Для преобразования нормированных величин в реальные их необходимо умножить на коэффициент преобразования. Например, нормированные значения индуктивности и емкости в LC-фильтрах умножаются на постоянные  $K_L$  и  $K_C$ , которые можно определить следующим образом:  $K_L = R_2/\omega_c$ ,  $K_C = 1/\omega_c R_2$ , где  $R_2$  – сопротивление нагрузки,  $\omega_c$  – частота среза.

Преобразование частоты представляет собой простой и целесообразный способ обобщения результатов, полученных для фильтров нижних частот и для более сложных типов фильтров. Этот метод позволяет преобразовать фильтр нижних частот (часто называемый прототипом) в полосовой фильтр верхних частот (заграждающий, гребенчатый).

В общем случае преобразование частоты может быть записано в виде

$$\omega_{\text{пр}} = A\omega \frac{(\omega_2^2 - \omega^2)(\omega_4^2 - \omega^2)\dots}{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_3^2 - \omega^2)\dots}, \quad (4.12)$$

где  $0 \leq \omega_1 \leq \omega_2 \leq \omega_3 \dots$ ;  $A$  – положительная действительная постоянная;  $\omega_{\text{пр}}$  – исходная переменная (переменная прототипа);  $\omega$  – новая переменная.

Рассмотрим самые простые преобразования. Простейшее преобразование  $\omega_{\text{пр}} = -A/\omega$  приводит к тому, что индуктивное сопротивление прототипа преобразуется в емкостное, а емкостное сопротивление – в индуктивное:  $\omega_{\text{пр}}L_{\text{пр}} \rightarrow -1/\omega C$ , где  $C = 1/AL_{\text{пр}}$ .

Характеристика затухания прототипа (фильтра нижних частот) превращается в этом случае в характеристику фильтра верхних частот.

Преобразование типа

$$\omega_{\text{пр}} = -A \frac{\omega_2^2 - \omega^2}{\omega}, \quad (4.13)$$

превращает прототип в полосовой фильтр, имеющий геометрически симметричную характеристику затухания (относительно частоты  $\omega_2$ ). При этом индуктивность прототипа заменяется схемой с последовательным контуром, емкость преобразуется в схему с параллельным контуром, а преобразование

$$\omega_{\text{пр}} = A \frac{\omega}{\omega_2^2 - \omega^2} \quad (4.14)$$

приводит к заграждающему фильтру, причем индуктивность прототипа замещается параллельным, а емкость – последовательным контуром.

#### 4.4. Фильтры нижних частот

Рассмотрим в качестве прототипа простейший RC-фильтр, изображенный на рис. 4.5. Его коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC}. \quad (4.15)$$

Отсюда получаем частотные характеристики фильтра:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 R^2 C^2}}; \theta(\omega) = -\arctg(\omega RC). \quad (4.16)$$

Частота среза  $\omega_c = 1/RC$  определяется из соотношения  $K(\omega_c) = 1/\sqrt{2}$ .

Для реализации общего подхода целесообразно ввести нормированную комплексную переменную  $p = j\omega/\omega_c$ . Коэффициент передачи

$$K(p) = \frac{1}{1+p}. \quad (4.17)$$

При  $p \ll 1$ , т.е. на низких частотах,  $K(p) \approx 1$ . На частоте среза  $p = 1$  коэффициент передачи уменьшается на 3 дБ. На высоких частотах при  $p \gg 1$   $K(p) \approx 1/p$ , т.е. коэффициент передачи обратно пропорционален частоте. При увеличении частоты в 10 раз он уменьшается на 20 дБ на декаду.

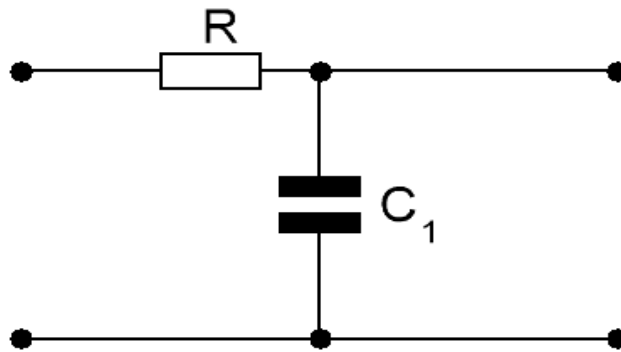


Рис. 4.5. Пассивный RC-фильтр 1-го порядка

Если необходимо получить более интенсивное уменьшение коэффициента передачи, можно включить  $n$  фильтров нижних частот последовательно. Передаточная функция такой системы имеет вид

$$K(p) = \frac{1}{(1+\alpha_1 p)(1+\alpha_2 p)\dots(1+\alpha_n p)}, \quad (4.18)$$

где  $\alpha_i$  – положительные коэффициенты. Из этой формулы следует, что при  $p \gg 1$   $K(p) \approx 1/p^n$ . Уменьшение коэффициента передачи характеризуется величиной 20 дБ на каждую декаду. Отметим, что корни знаменателя передаточной функции являются действительными и отрицательными. Таким свойством обладают пассивные RC-фильтры  $n$ -го порядка.

В общем виде передаточная функция фильтра нижних частот может быть представлена следующим образом:

$$K(p) = \frac{A_0}{1+c_1 p+c_2 p^2+\dots+c_n p^n}, \quad (4.19)$$

где  $c_1 \dots c_n$  – положительные действительные коэффициенты.

Порядок фильтра определяется максимальной степенью переменной  $p$ . Для реализации фильтра необходимо разложить полином знаменателя

на множители. Если среди корней полинома есть комплексные корни,  $K(p)$  следует записать в виде произведения многочленов второго порядка:

$$K(p) = \frac{A_0}{(1+a_1p+b_1p^2)((1+a_2p+b_2p^2)\dots)}, \quad (4.20)$$

где  $a_i, b_i$  – положительные коэффициенты.

Порядок фильтра  $n$  с передаточной характеристикой (4.18) также определяется максимальной степенью переменной  $p$ , но только после того, как выполнено перемножение. Он задает асимптотический наклон амплитудно-частотной характеристики, равный  $n$  20дБ на декаду.

Вид частотной характеристики зависит как от порядка, так и от типа фильтра. Тип фильтра определяется способом представления полинома передаточной функции. Широко применяются такие типы фильтров, как фильтры Баттерворта, Чебышева и Гаусса. Амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттерворта имеет довольно длинный горизонтальный участок в полосе пропускания и резко спадает за частотой среза. Характеристика фильтра Чебышева спадает более интенсивно, однако в полосе пропускания она не монотонна, а имеет волнообразный характер с постоянной амплитудой. При заданном порядке фильтра более резкому спаду амплитудно-частотной характеристики за частотой среза соответствует большая неравномерность в полосе пропускания. Фильтр Бесселя обладает оптимальной переходной характеристикой. Причиной этого является пропорциональность фазового сдвига выходного сигнала фильтра частоте входного сигнала. В общем случае спад амплитудной характеристики фильтра Бесселя оказывается более постепенным по сравнению с фильтрами Чебышева и Баттерворта.

Эти типы фильтров могут быть реализованы по одной схеме. Они отличаются лишь значениями коэффициентов  $a_i$  и  $b_i$  и, следовательно, параметрами элементов.

Корни полинома могут иметь сопряженные комплексные значения, что приводит к невозможности реализации такого фильтра с помощью пассивных **RC**-цепей. Для реализации фильтров с сопряженными комплексными корнями могут быть использованы **LC**-фильтры. Для высоких частот получение необходимой индуктивности не представляет затруднений. Однако для низких частот нужны большие по размеру индуктивности, но их сложно изготовить и они обладают плохими электрическими характеристиками. Поэтому в низкочастотном диапазоне применяют активные **RC**-фильтры.

#### 4.5. Активные фильтры

В активных фильтрах, или фильтрах с обратными связями, используют параллельное соединение и другие виды соединений четырехполюсников. Четырехполюсник, по которому сигнал проходит с входа на выход, является неселективной цепью с коэффициентом передачи, не зависящим от частоты. В качестве такого четырехполюсника часто используют

операционный усилитель. Четырехполюсник обратной связи обычно содержит селективную цепь.

**Операционный усилитель** по принципу действия сходен с обычным усилителем. Как и обычный усилитель, он предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала. Однако в то время как свойства и параметры обычного усилителя полностью определены его схемой, свойства и параметры операционного усилителя определяют преимущественно параметрами цепи обратной связи. Операционные усилители выполняют по схеме усилителей постоянного тока с нулевыми значениями входного напряжения смещения нуля и выходного напряжения. Они характеризуются также большим коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Благодаря практически идеальным характеристикам операционных усилителей реализация различных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на основе отдельных транзисторов.

На рис. 4.6 приведена схема операционного усилителя. Входной каскад его выполнен в виде дифференциального усилителя, так что операционный усилитель имеет два входа.

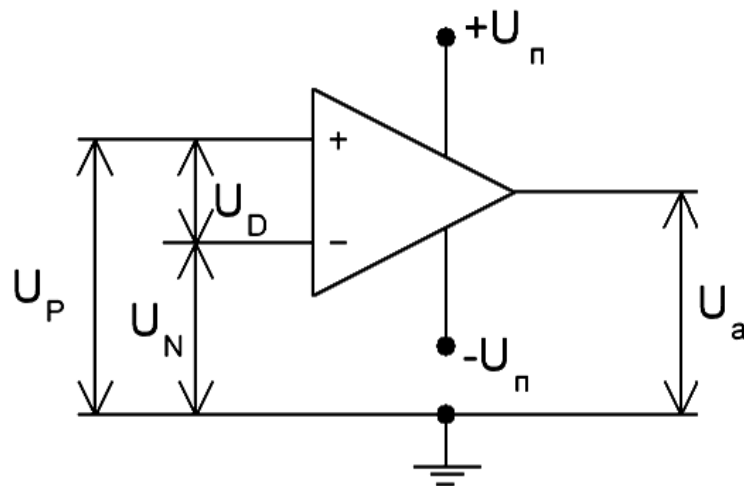


Рис. 4.6. Схема операционного усилителя

В области низких частот выходное напряжение  $U_a$  находится в той же фазе, что и разность входных напряжений  $U_D = U_P - U_N$ .  $P$ -вход является неинвертирующим и на схеме операционного усилителя обозначается знаком «плюс».  $N$ -вход является инвертирующим и на схеме обозначается знаком «минус».

Чтобы обеспечить возможность работы операционного усилителя как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, используют двухполярное питающее напряжение  $U_{\pi}$ .

Дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя  $K = \Delta U_a / \Delta U_D$  имеет конечную величину, которая лежит в пределах от  $10^4$  до  $10^5$ . Он называется также собственным коэффициентом усиления операционного усилителя, т. е. усиления при отсутствии обратной связи.

Передаточная характеристика идеального операционного усилителя должна проходить через нулевую точку. Для того чтобы сделать выходное напряжение равным нулю, необходимо подать на вход операционного усилителя некоторую разность напряжений. Эта разность напряжений называется напряжением смещения нуля  $U_0$ . Оно составляет обычно несколько милливольт и во многих случаях может не приниматься во внимание. Когда же этой величиной пренебречь нельзя, она может быть сведена к нулю. Для этого во многих интегральных схемах предусмотрены специальные клеммы.

В дальнейшем будем предполагать, что напряжение смещения скомпенсировано и равно нулю. Тогда  $U_a = KU_D = K(U_P - U_N)$ . Таким образом, в пределах динамического диапазона выходное напряжение операционного усилителя пропорционально разности входных напряжений.

Если ввести последовательную обратную связь по напряжению, то коэффициент усиления такого усилителя

$$K_A = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{1}{1 - KK_\phi}, \quad (4.21)$$

где  $K$  – коэффициент усиления усилительного каскада при отсутствии обратной связи;  $K_\phi$  – коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи.

При  $KK_\phi \gg 1$  коэффициент усиления охваченного обратной связью усилителя  $K_A \approx 1/K_\phi$ . Из этого соотношения следует, что коэффициент усиления усилителя с обратной связью определяется только обратной связью и не зависит от параметров самого усилителя.

Если в качестве цепи обратной связи использовать простейший делитель напряжения и производить операцию вычитания напряжений с помощью дифференциальных входов операционного усилителя, то получится изображенная на рис. 4.7 базовая схема охваченного обратной связью неинвертирующего усилителя.

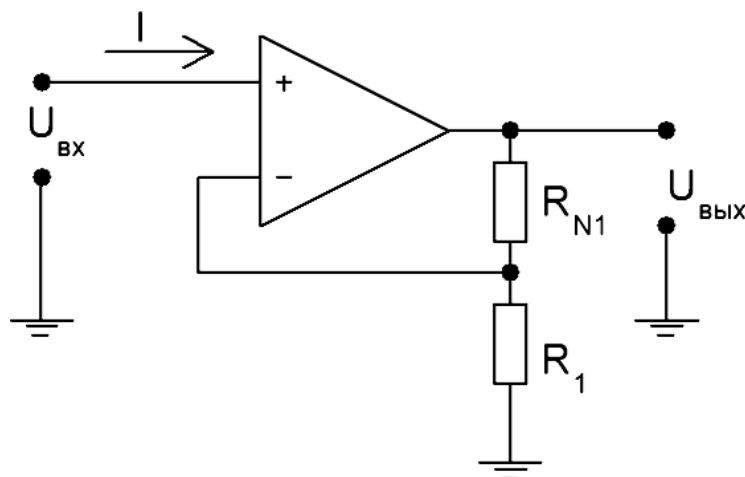


Рис. 4.7. Схема неинвертирующего усилителя

Если учесть, что для этой схемы  $U_{обр} = U_N = IR_1$  и  $U_{вых} = I(R_1 + R_N)$ , то коэффициент усиления усилителя с такой обратной связью будет

$$K_A \approx 1/K_\phi = 1 + R_N/R_1. \quad (4.22)$$

Еще один способ включения обратной связи, изображенный на рис. 4.8, заключается в том, что операционный усилитель обеспечивает такую величину выходного напряжения, что напряжение на его входе  $U_N \approx 0$ .

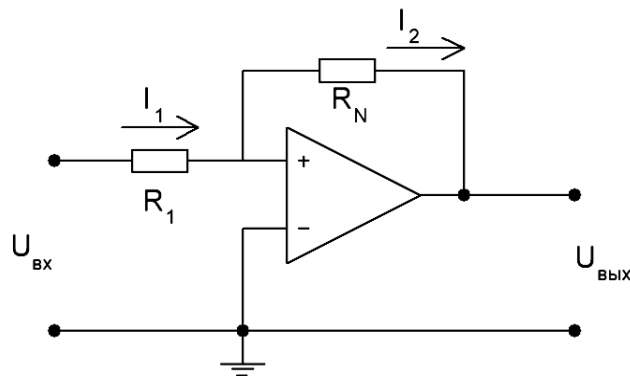


Рис. 4.8. Схема инвертирующего усилителя

Тогда  $U_{вых} = I_2 R_N$ , а  $U_{обр} = I_1 R_1$ . Если записать для узла на  $N$ -входе первый закон Кирхгофа при условии, что идеального операционного усилителя входной ток равен нулю:  $I_1 + I_2 = 0$ , то коэффициент усиления  $K_A \approx -R_N/R_1$ . Это схема инвертирующего усилителя.

#### 4.6. Активные RC-фильтры нижних и верхних частот

**Реализация фильтров первого порядка.** Передаточная функция фильтра нижних частот первого порядка в общем случае такова:

$$K(p) = K_0/(1 + a_1 p). \quad (4.23)$$

Фильтр с такой передаточной функцией может быть реализован, если в цепи обратной связи операционного усилителя использовать пассивный RC-фильтр первого порядка (см. рис. 4.5). Для этого звена можно записать

$$K_\phi(p) = 1/(1 + \omega_c RC_p). \quad (4.24)$$

Положим, что коэффициент передачи постоянного сигнала  $K_0 = 1$ . Параметр  $a_1$  может быть выбран произвольно. Из сопоставления коэффициентов приведенных выражений получим  $RC = a_1/\omega_c$ .

Для всех типов фильтров (Баттерворта, Чебышева, Бесселя) первого порядка значение коэффициента  $a_1$  равно 1. При реализации фильтров более высокого порядка путем цепочечного соединения отдельных фильтров первого порядка (звеньев) встречаются звенья, для которых

$a_1 \neq 1$ . Это означает, что эти звенья фильтра имеют частоту среза, отличную от частоты среза самого фильтра:  $f_{c1} = f_c/a_1$ .

Активный фильтр нижних частот 1-го порядка с RC-цепью обратной связи показан на рис. 4.9.

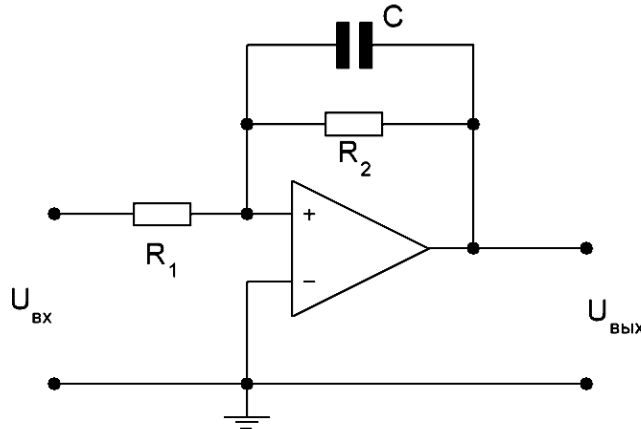


Рис. 4.9. Активный ФНЧ 1-го порядка

Получим передаточную функцию этого фильтра. Обозначим  $Z_1 = R_1$  и эквивалентное сопротивление  $R_2 C_1$  - цепи:

$$Z_2 = R_2 / (1 + j\omega C_1 R_2).$$

Сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$  – это элементы цепи параллельной отрицательной обратной связи по напряжению. Будем считать, что ток утечки между точкой  $N$  и землей отсутствует, а входное сопротивление усилителя бесконечно велико. Тогда ток входного сигнала будет протекать только через элементы цепи обратной связи  $Z_1$  и  $Z_2$ , т. е.  $i_{Z_1} = i_{Z_2}$ .

Если учесть, что

$$\begin{aligned} \dot{U}_N &= -\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{K}, i_{Z_1} = (\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_N)/Z_1, \\ i_{Z_2} &= (\dot{U}_N - \dot{U}_{\text{вых}})/Z_2, \end{aligned} \quad (4.25)$$

то передаточная функция такого фильтра будет иметь вид

$$K_A = -\frac{KZ_2}{Z_1 + Z_2 + KZ_1}.$$

Если собственный коэффициент усиления велик ( $K \gg 1$ ), то потенциал точки  $N$  близок к нулю, и тогда передаточная функция фильтра будет определяться только значениями элементов  $Z_1$  и  $Z_2$  цепи обратной связи:

$$K_A(p) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2/R_1}{1 + \omega_c R_2 C_1 p}, \quad (4.26)$$

где  $K_0 = -R_2/R_1$ ,  $a_1 = 1/\omega_c R_2 C_1$ .

Для расчета схемы необходимо задать частоту среза  $\omega_c$ , коэффициент передачи постоянного сигнала  $K_0 = -R_2/R_1$  (для этой схемы он дол-

жен быть задан со знаком «минус») и емкость конденсатора  $C_1$ . Приравняв коэффициенты полученной передаточной функции к коэффициентам выражения (2.1), получим  $R_2 = a_1/\omega_c C_1, R_1 = -R_2/K_0$ .

Чтобы получить передаточную функцию фильтра верхних частот первого порядка, необходимо величину  $p$  заменить на  $1/p$ :

$$K_A(p) = \frac{K_\infty}{1+a_1\frac{1}{p}}. \quad (4.27)$$

На рис. 4.10 показана схема активного фильтра верхних частот 1-го порядка.

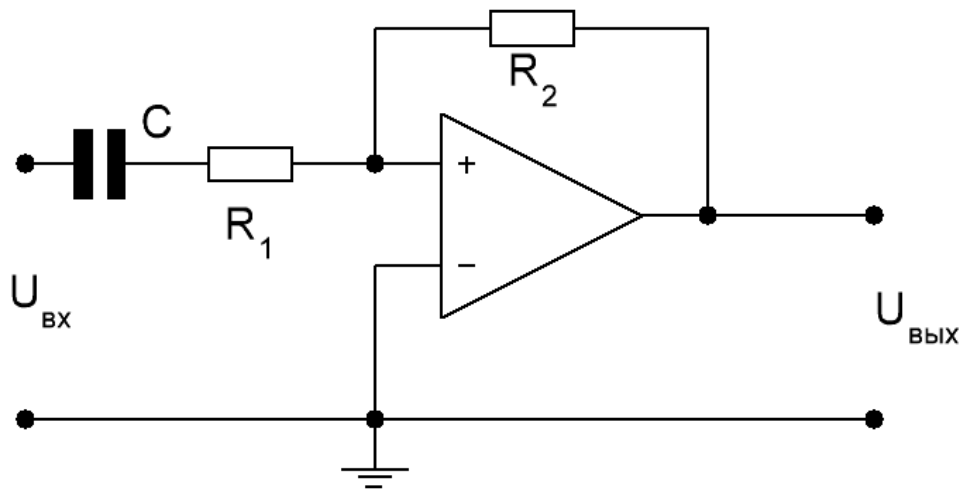


Рис. 4.10. Активный ФВЧ 1-го порядка

Его передаточную функцию можно вычислить с помощью формулы  $K_A(p) = -Z_2/Z_1$ :

$$K(p) = -\frac{R_2/R_1}{1+1/\omega_c R_1 C_1 p}. \quad (4.28)$$

Получим  $K_\infty = -R_2/R_1, a_1 = 1/\omega_c R_1 C_1$ . Как видно, частота среза определяется параметрами  $R_1$  и  $C_1$ .

**Реализация фильтров второго порядка.** Запишем передаточную функцию фильтра нижних частот второго порядка в общем виде:

$$K(p) = \frac{K_0}{1+a_1 p+b_1 p^2}. \quad (4.29)$$

Если передаточные функции второго и более высокого порядка характеризуются наличием комплексно-сопряженных корней полинома, стоящего в знаменателе, то они не могут быть реализованы с помощью пассивных **RC**-цепей. Один из способов реализации подобных фильтров состоит в применении активных фильтров. Схема активного **RC**-фильтра нижних частот второго порядка с отрицательной обратной связью изображена на рис. 4.11.

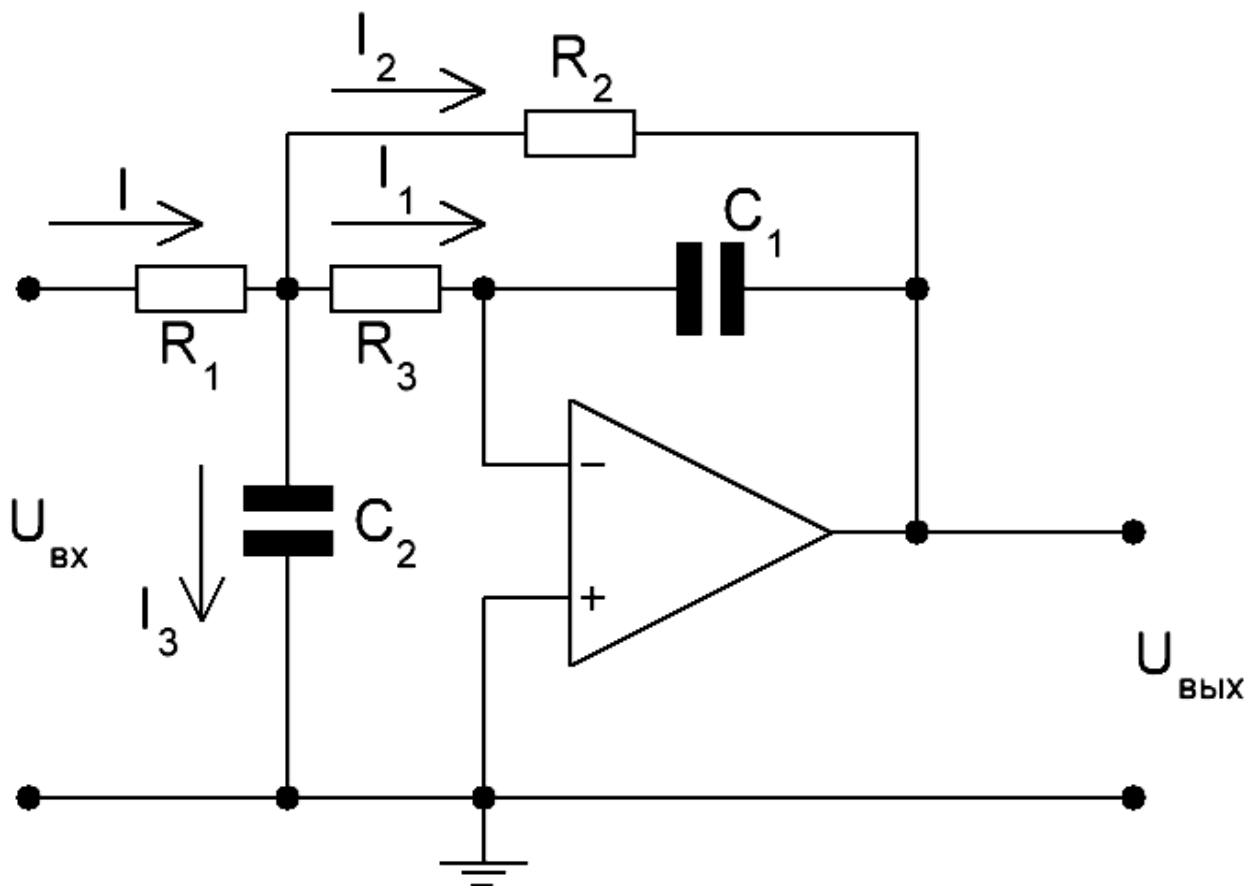


Рис. 4.11. Активный ФНЧ частот 2-го порядка с отрицательной обратной связью

При предположении, что входное сопротивление и собственный коэффициент усиления усилителя бесконечно велики, запишем на основании законов Кирхгофа следующие соотношения:

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{I}R_1 + \dot{I}_3Z_{c_2}, \dot{I} = \dot{I}_1 + I_1 + \dot{I}_3, \dots \dot{I}_1Z_{c_2} = I_1(R_3 + Z_{c_1}). \quad (4.30)$$

С помощью этих соотношений выразим  $U_{\text{ВХ}}$  через  $\dot{I}_1$ :

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{I}_1 \left( R_1 + \frac{R_3 + Z_{c_1}}{R_2} R_1 + \frac{R_1 R_3}{Z_{c_2}} + R_3 \right). \quad (4.31)$$

С учетом того, что  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\dot{I}_1 Z_{c_1}$ , выражение для передаточной функции будет иметь вид

$$K_A = - \frac{R_2/R_1}{1 + \omega_c C_1 \left( R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) p + \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3 p^2}. \quad (4.32)$$

Приравняв коэффициенты этой передаточной функции к коэффициентам выражения (2.3), получим

$$K_0 = -R_2/R_1, \quad a_1 = 1/\omega_c C_1 (R_2 + R_3 + R_2 R_3/R_1), \quad b_1 = \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3.$$

Как видно, расчетные формулы справедливы для произвольных положительных значений  $a_1$  и  $b_2$ . Таким образом, задавая эти значения для

конкретных типов фильтров (Баттерворта, Чебышева, Гаусса), можно реализовать эти фильтры по одной схеме. Коэффициент передачи постоянного сигнала  $K_0$  фильтра оказывается отрицательным, поэтому прошедший через фильтр низкочастотный сигнал будет инвертирован. Для расчета фильтра можно, например, задать значения сопротивлений  $R_1$  и  $R_3$  и по приведенным формулам вычислить значения  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ .

Однако чтобы реальная схема фильтра имела желаемую амплитудно-частотную характеристику, входящие в нее элементы могут быть подобраны, исходя из некоторых соображений. При подборе сопротивлений никаких проблем не возникает, поскольку их стандартные номиналы задаются с однопроцентным допуском. Что касается конденсаторов, то допуск их номинальных значений, как правило, составляет 10 % и более. В связи с этим лучше при расчете фильтра задавать значения емкостей конденсаторов и вычислять необходимые значения сопротивлений. Поэтому решим уравнения относительно сопротивлений:

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4 C_1 C_2 b_1 (1 - K_0)}}{4 \pi f_c C_1 C_2}; \quad (4.33)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{-K_0}; \quad R_3 = \frac{b_1}{4 \pi^2 f_c^2 C_1 C_2 R_2}.$$

Для того чтобы значение сопротивления  $R_2$  было действительным, должно выполняться условие

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4 b_1 (1 - K_0)}{a_1^2}. \quad (4.34)$$

При выполнении этого условия в процессе расчета фильтра не следует выбирать отношение  $C_2/C_1$  много большим величины, стоящей справа.

Если заменить в схеме на рис. 4.11 сопротивления на емкости и наоборот, то получится **ФВЧ** 2-го порядка с отрицательной обратной связью (рис. 4.12). Чтобы записать выражение передаточной функции для фильтра верхних частот 2-го порядка, нужно в соответствии с преобразованием частот вместо  $p$  подставить  $1/p$ . Тогда

$$K(p) = \frac{K_\infty}{1 + a_1 \frac{1}{p} + b_1 \frac{1}{p^2}} = \frac{K_\infty b_1 p^2}{1 + a_1 b_1 p + b_1 p^2}, \quad (4.35)$$

причем полиномиальные коэффициенты знаменателя связаны с подобными коэффициентами прототипа следующим образом:  $a_{1в} = a_1/b_1$ ,  $b_{1в} = 1/b_1$ .

По аналогии с **ФНЧ** 2-го порядка можно получить коэффициенты передаточной функции для фильтра верхних частот:

$$K_{\infty} = -\frac{C_2}{C_1}; \quad a_1 = \omega_c C_2 R_1 \left(1 + \frac{C_3}{C_2} + \frac{C_3}{C_1}\right); \quad b_1 = \omega_c^2 C_2 C_3 R_1 R_2. \quad (4.36)$$

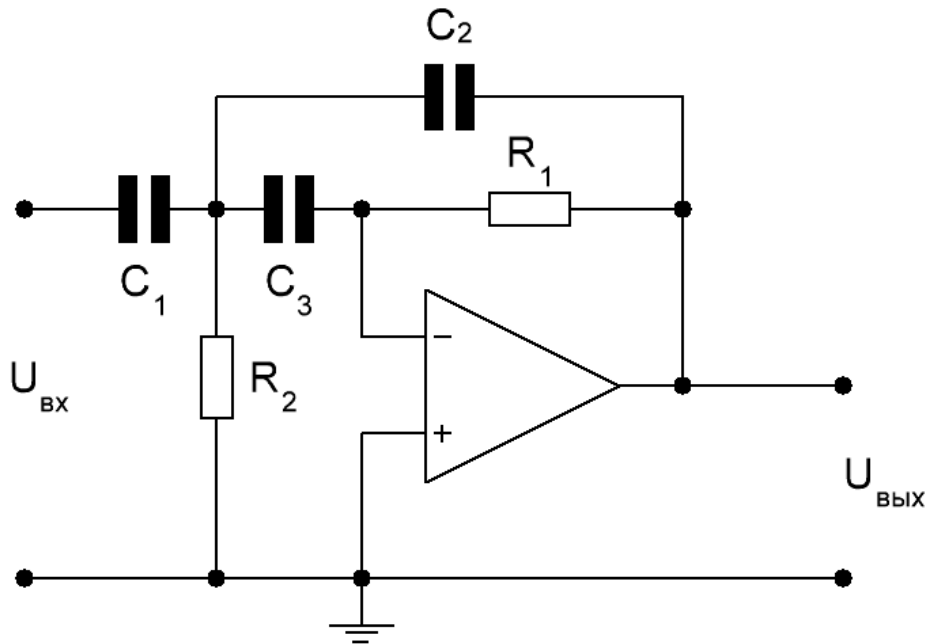


Рис. 4.12. Активный ФВЧ 2-го порядка с отрицательной обратной связью

Активный фильтр может быть также построен на основе операционного усилителя с положительной обратной связью. На рис. 4.13 представлен фильтр нижних частот второго порядка с положительной обратной связью.

Отрицательная обратная связь, сформированная в этой схеме с помощью делителя напряжения  $R_3$ ,  $(\alpha - 1)R_3$ , обеспечивает коэффициент усиления, равный  $\alpha$ , который имеет строго определенное значение. Селективные свойства положительной обратной связи обусловлены наличием конденсатора  $C_2$ . Передаточная функция фильтра описывается следующим выражением:

$$K_A = \frac{\alpha}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - \alpha)R_1 C_2] p + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}. \quad (4.37)$$

Расчеты можно упростить, положив  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ . Тогда передаточная функция фильтра

$$K_A = \frac{\alpha}{1 + \omega_c RC(3 - \alpha)p + (\omega_c RC)^2 p^2}. \quad (4.38)$$

Отсюда с учетом формулы (4.37) получим

$$RC = \sqrt{b_1}/\omega_c, \quad K_0 = \alpha = 3 - a_1 \sqrt{b_1} = 3 - 1/Q_1,$$

где  $Q_i$  – добротность полюсов звеньев фильтра. Она определяется по аналогии с добротностью избирательных фильтров:

$$Q_i = \frac{1}{F} = \frac{\sqrt{b_1}}{a_1}. \quad (4.39)$$

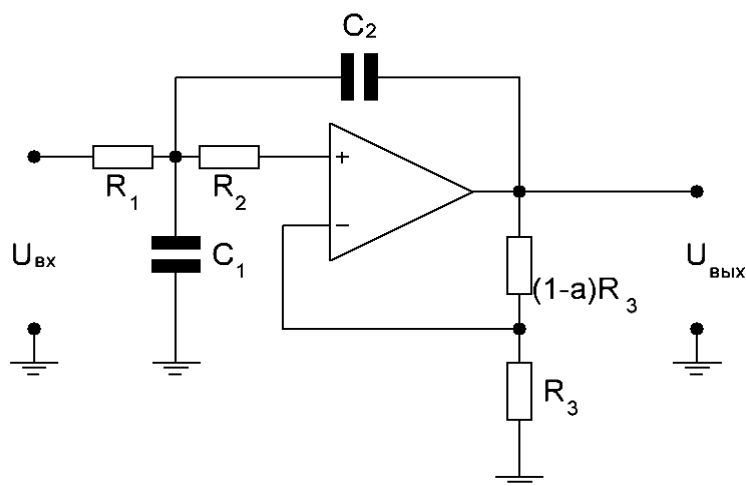


Рис. 4.13. Активный **ФНЧ** 2-го порядка с положительной обратной связью

Из приведенных выше соотношений видно, что коэффициент  $\alpha$  определяется задаваемым типом фильтра и не зависит от частоты среза. Таким образом, выбрав значения коэффициентов  $a_1$  и  $b_1$  для конкретного типа фильтра, необходимо обеспечить и соответствующий коэффициент усиления  $\alpha$ . Существенным недостатком рассматриваемой схемы фильтра нижних частот с положительной обратной связью является необходимость тщательной настройки коэффициента усиления, так как усилитель может переходить в режим самовозбуждения при значениях  $\alpha$ , близких к 3.

Положительным моментом является то, что для построения фильтров различного типа достаточно изменить лишь значение  $\alpha$  при одних и тех же параметрах  $R$  и  $C$ . Кроме того, в этой схеме очень просто изменять частоту среза, используя сдвоенный потенциометр для одновременного изменения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Поменяв местами сопротивления и емкости, получим фильтр верхних частот с положительной обратной связью (рис. 4.14).

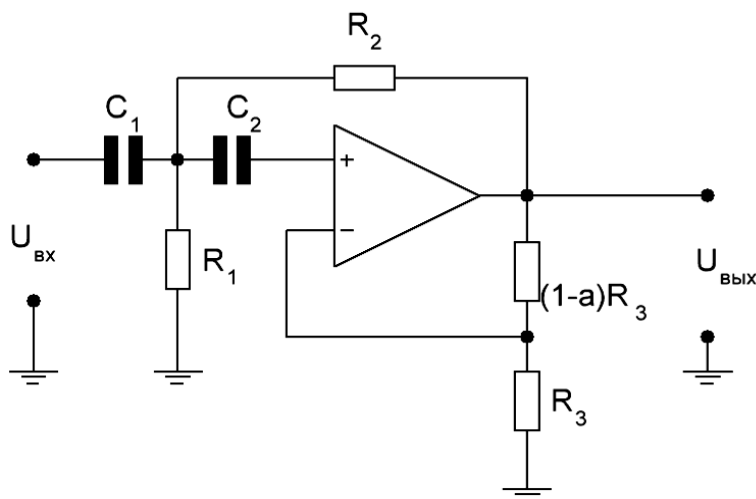


Рис. 4.14. Активный **ФВЧ** частот 2-го порядка с положительной обратной связью

Его передаточная функция имеет вид

$$K_A(p) = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1 C_2(1 - \alpha)}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_c} \frac{1}{p} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_c^2 p^2}} \quad (4.40)$$

Для упрощения расчетов положим  $\alpha = 1$  и  $C_1 = C_2 = C$ . При этом получим следующие расчетные формулы:

$$K_{\infty=1}; R_1 = 1/\omega_c C_{a1}; R_2 = a_1/\omega_c C_{b1}.$$

Если амплитудно-частотная характеристика фильтра второго порядка оказывается недостаточно крутой, следует применить фильтр более высокого порядка. Для этого можно использовать цепочечное соединение звеньев, представляющих собой фильтры первого и второго порядков. В этом случае их коэффициенты передачи перемножаются. Однако следует иметь в виду, что цепочечное соединение, например, двух фильтров Баттерворта второго порядка не приведет к получению фильтра Баттерворта четвертого порядка. Результирующий фильтр будет иметь другую частоту среза и другую частотную характеристику. Поэтому необходимо задать такие параметры звеньев фильтра, чтобы результат перемножения их частотных характеристик соответствовал желаемому типу фильтра.

#### 4.7. Активные полосовые RC-фильтры

Простейший полосовой фильтр можно получить, применив к фильтру нижних частот первого порядка преобразование частоты, т. е. провести замену переменных в выражении для передаточной функции (4.26) фильтра нижних частот первого порядка:  $p \rightarrow (1/\Delta\Omega)(p + 1/p)$ .

При этом передаточная функция полосового фильтра будет иметь второй порядок:

$$K(p) = \frac{K_0 \Delta\Omega p}{1 + \Delta\Omega p + p^2}, \quad (4.41)$$

где  $\Delta\Omega$  – нормированная полоса пропускания.

Нормированная полоса  $\Delta\Omega = \Omega_{max} - \Omega_{min}$  определяется для нормированных частот среза, на которых коэффициент передачи фильтра уменьшается на 3 дБ, причем  $\Omega_{max} - \Omega_{min} = 1$ . Такой полосовой фильтр имеет геометрически симметричную частотную характеристику затухания относительно нормированной средней частоты  $\Omega = j\omega/\omega_r = 1$ .

Исходя из свойств данного преобразования, можно заключить, что коэффициент  $K_0$  равен коэффициенту передачи полосового фильтра на резонансной частоте:  $K_0 = K_r$ . По аналогии с колебательным контуром определяется добротность полосового фильтра:  $Q = 1/\Delta\Omega$ . Таким образом, основные параметры фильтра непосредственно входят в его передаточную функцию.

Из этого также следует, что можно использовать отрицательную обратную связь, представленную в ФНЧ и ФВЧ второго порядка, для по-

строения полосового фильтра (рис. 4.15). Его передаточная функция имеет следующий вид:

$$K_A(p) = \frac{-\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r p}{1 + \frac{2R_1 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 \omega_r^2 p^2}. \quad (4.42)$$

Коэффициент при  $p^2$  должен быть равен 1. Отсюда находим резонансную частоту:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}}. \quad (4.43)$$

Подставив это выражение для резонансной частоты в формулу для  $K_A(p)$ , получим соотношения для вычисления параметров фильтра:

$$Q = \pi R_2 C f_r, \quad K_r = -\frac{R_2}{2R_1}. \quad (4.44)$$

Очевидно, что коэффициент передачи на резонансной частоте  $K_r$ , добротность  $Q$  и резонансная частота  $f_r$  рассматриваемого полосового фильтра могут выбираться произвольно.

Полоса пропускания фильтра  $\Delta f = 1/\pi R_2 C$  не зависит от  $R_1$  и  $R_3$ , а  $K_r$  – от  $R_3$ . Поэтому можно изменять резонансную частоту  $f_r$ , варьируя величину сопротивления  $R_3$ , что не приведет к изменению коэффициента передачи  $K_r$  и ширины полосы пропускания фильтра.

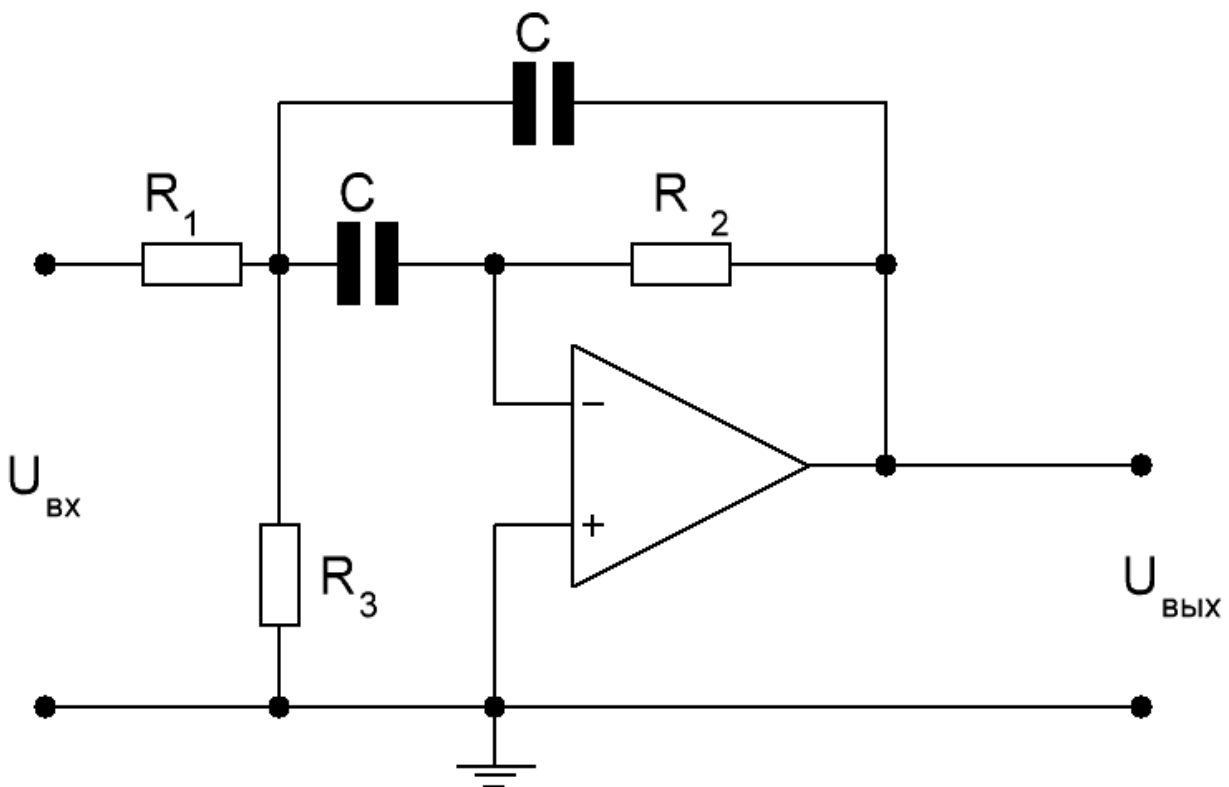


Рис. 4.15. Полосовой фильтр с отрицательной обратной связью

С помощью резистора  $R_3$  можно добиться высокой добротности фильтра при малом коэффициенте передачи  $K_r$ . Коэффициент передачи фильтра определяется лишь ослаблением входного сигнала делителем напряжения  $R_1, R_3$ . Поэтому коэффициент усиления операционного усилителя при отсутствии нагрузки должен превышать  $2Q^2$ . Выполнение этого требования особенно важно потому, что оно должно удовлетворяться и на резонансной частоте. Об этом следует помнить при выборе операционного усилителя для фильтра, особенно при работе в высокочастотном диапазоне.

Применение положительной обратной связи для построения схемы полосового фильтра проиллюстрировано рис. 4.16. С помощью делителя напряжения  $R_1, (\alpha - 1)R_1$  цепи отрицательной обратной связи задается коэффициент усиления операционного усилителя, равный  $\alpha$ . Передаточная функция фильтра

$$K_A = \frac{\alpha RC \omega_r p}{1 + RC \omega_r (3 - \alpha) p + R^2 C^2 \omega_r^2 p^2}. \quad (4.45)$$

Приравнивая коэффициенты этого выражения к коэффициентам передаточной функции (2.4), получаем формулы для расчета параметров фильтра:

$$\omega_r = 1/RC; K_r = \alpha(3 - \alpha); Q = 1/(3 - \alpha).$$

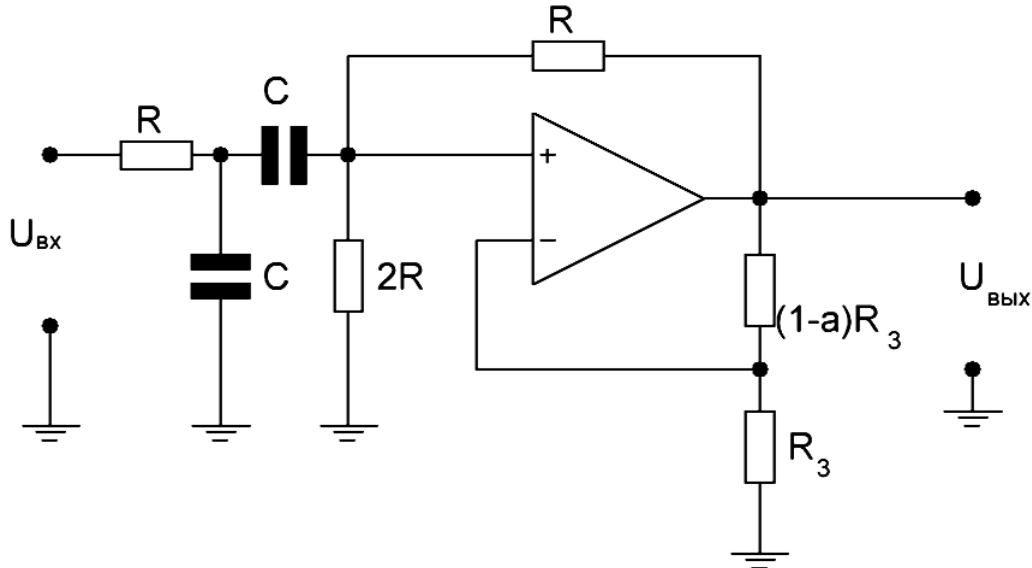


Рис. 4.16. Полосовой фильтр с положительной обратной связью

Недостаток схемы состоит в том, что  $K_r$  и  $Q$  не являются независимыми друг от друга, а преимущество – в том, что ее добротность изменяется в зависимости от коэффициента усиления  $\alpha$ , тогда как резонансная частота от величины  $\alpha$  не зависит. При  $\alpha = 3$  коэффициент передачи  $K_r$  становится бесконечно большим и возникает генерация. Точность установки значения коэффициента тем критичнее, чем он ближе к 3.

## 5. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Одной из актуальных задач развития биомедицинских технологий является использование средств микропроцессорной и компьютерной техники. Применение различного рода датчиков и электродов для регистрации биомедицинских сигналов требует их аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования (**ЦАП** и **АЦП**). При этом требования к точности преобразования постоянно растут. Рассмотрим основные особенности работы **ЦАП** и **АЦП**, схемы их построения, детально остановимся на вопросах использования различных вариантов аналого-цифрового преобразования в многоканальных системах сбора и обработки медико-биологической информации.

На рис. 5.1 приведена классификация основных типов **ЦАП** и **АЦП**, широко применяемых в различных системах сбора и обработки медико-биологической информации.

Далее рассмотрим особенности построения и работы всех типов преобразователей, приведенных на рис. 5.1. Необходимо оценить целесообразность применения тех или иных преобразователей по критериям точности, быстродействия и относительной стоимости для использования при проектировании различных цифровых систем биомедицинского назначения.

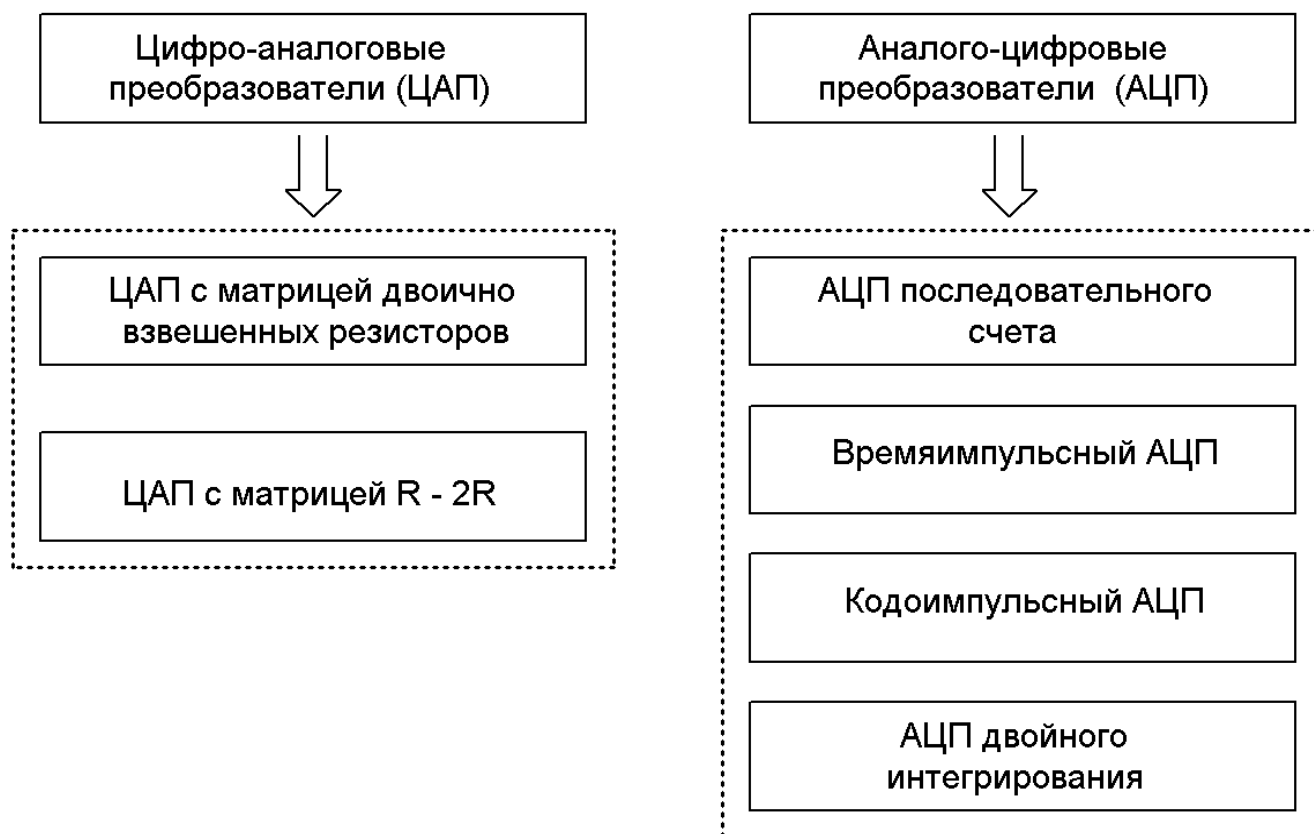


Рис. 5.1. Основные разновидности **ЦАП** и **АЦП**

## 5.1. Общие сведения о свойствах ЦАП и АЦП

Напряжение на выходе цифро-аналогового преобразователя пропорционально весу установленного на входах кода. Вес кода на выходах аналого-цифрового преобразователя пропорционален входному напряжению.

**ЦАП** и **АЦП** являются буферными преобразователями между аналоговым и цифровым блоками различных устройств. Так, например, при регулировании температуры напряжение с выхода аналогового термодатчика подается на **АЦП**, и код с его выходов заносится в микропроцессор. Последний сравнивает его с двумя предварительно занесенными в память кодами, один из которых соответствует нижнему, а другой – верхнему допустимому пределу температуры. Если «температурный» код не находится внутри дозволенного диапазона, то микропроцессор выставляет на входы **ЦАП** регулировочный код. Напряжение с выхода **ЦАП** приводит в действие серводвигатель, который через систему охлаждения/нагрева возвращает температуру в заданные пределы. Эта же система используется для измерения температуры, для чего код с выходов **АЦП** преобразуется в код семисегментного индикатора, который высвечивается в привычной десятичной системе счисления.

Основными параметрами рассматриваемых преобразователей являются точность, разрешающая способность и быстродействие.

Изучив эти материалы, можно правильно осуществить выбор **АЦП** и **ЦАП**, ориентируясь на соответствие параметров преобразователя и требований разрабатываемого устройства.

Цифро-аналоговый преобразователь предназначен для преобразования цифрового сигнала в аналоговый. Иногда его называют преобразователем код-аналог.

Напряжение на выходе **ЦАП** будет наибольшим ( $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{max}}$ ), когда во всех разрядах входного кода установлены логические единицы, т.е. когда его вес  $Q$  максимальный. Величина  $Q_{\text{max}} = 2^n - 1$ , где  $n$  – разрядность кода. Так, при  $n = 4$   $Q_{\text{max}} = 15$  (код  $N = 1111_2$ ). Считая зависимость  $U_{\text{ВЫХ}}$  от  $Q$  линейной, можно записать приращение выходного напряжения на каждую единицу входного кода (от приращения кода на единицу в младшем разряде):  $\Delta U = U_{\text{max}}/2^n - 1$ .

Величину  $\Delta U$  называют квантом. Если, к примеру,  $n = 3$ , то квант  $\Delta U = U_{\text{max}}/7$ .

По существу, диапазон выходного напряжения  $U_{\text{max}}$  разбивается входным кодом на ряд одинаковых интервалов, каждый из которых равен кванту  $\Delta U$ . Их границами являются квантованные уровни ( $\Delta U, 2\Delta U, 3\Delta U$  и т.д.).

Выходное напряжение «набирается» из квантов так же, как вес тела «набирается» из весовых единиц (например, граммов). Так как квант – наименьшая составляющая выходного напряжения, то последнее может

быть равно только целому числу квантов. Из-за этого погрешность преобразования код-аналог нельзя гарантировать меньшей кванта  $\Delta U$ .

Структура ЦАП обеспечивает передачу на выход столько квантов, каков вес входного кода. Если во всех разрядах кода присутствуют лог. 0, то  $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ . При наличии лог.1 только в первом (младшем) разряде на выход ЦАП выводится один квант:  $U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U$  – это минимальное приращение выходного напряжения ЦАП, вызванное увеличением входного кода на единицу в младшем разряде. При наличии лог.1 только во втором разряде на выход передается два кванта, при наличии лог.1 только в третьем разряде – четыре кванта и т.д. Напряжение на выходе ЦАП при наличии логических единиц в нескольких разрядах входного кода является суммой напряжений, каждое из которых обусловлено единицей в соответствующем разряде.

Величины этих составляющих относятся как веса единиц в разрядах. Так, к примеру, если на входе присутствует код **1011001**, то напряжение на выходе ЦАП таково:

$$1(64\Delta U) + 0(32\Delta U) + 1(16\Delta U) + 1(8\Delta U) + 0(4\Delta U) + 0(2\Delta U) + 1\Delta U = 89\Delta U.$$

Мгновенное напряжение на выходе ЦАП пропорционально весу присутствующего на входах кода, т. е. его десятичному эквиваленту. Сменяющиеся входные коды обуславливают изменяющееся напряжение на выходе ЦАП.

На рис. 5.2 изображена зависимость выходного напряжения ЦАП от величины кода на входе.

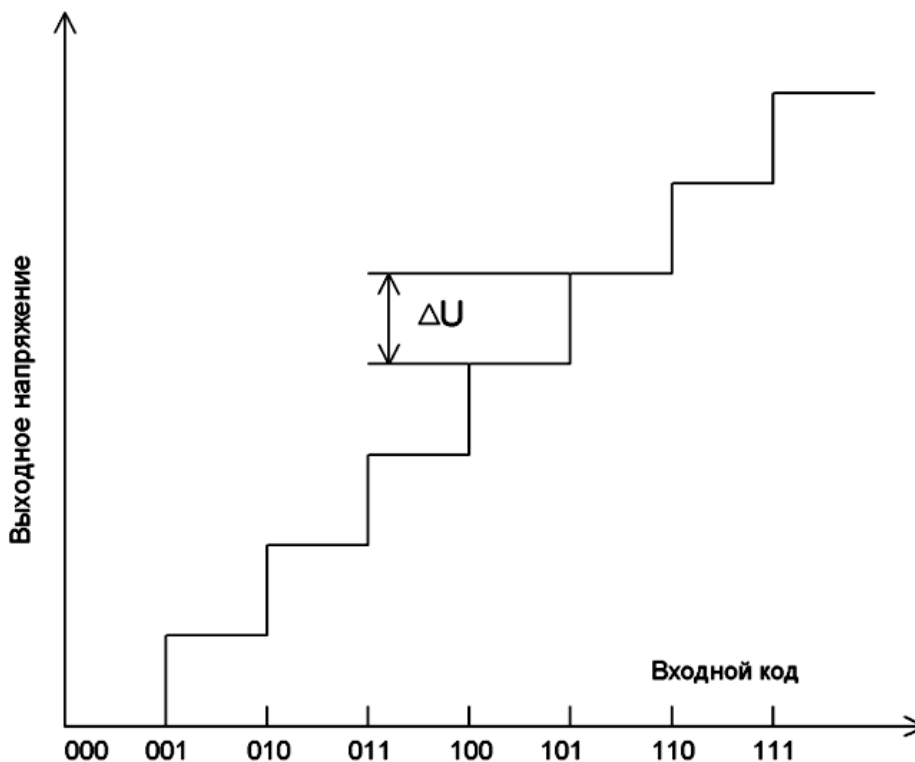


Рис. 5.2. Зависимость выходного напряжения ЦАП от величины кода на входе

## 5.2. ЦАП с двоично взвешенными резисторами

Указанное преобразование можно осуществить, если использовать двоично взвешенные резисторы ( $2^0R, 2^1R, 2^2R, \dots, 2^{n-1}R$ ); их сопротивления соотносятся как веса единиц в разрядах двоичного кода.

На рис. 5.3 изображена схема инвертирующего сумматора на операционном усилителе с такими резисторами. На подходящих к резисторам линиях имеются электрические потенциалы, соответствующие цифрам в разрядах кода, причем цифре **0** соответствует 0 В, а цифре **1** – потенциал  $U^1$ . Снизить потенциал  $U^0$  логического **0** до нулевого значения можно, установив перед резисторами матрицы диоды в пропускном направлении с напряжением отпираания, большим  $U^0$ .

К резистору  $R$  подходит линия старшего разряда, а к резистору  $2^{n-1}R$  – линия младшего разряда. При наличии 1 в старшем разряде кода ток, проходящий через резистор  $R$  (точка а – «кажущаяся земля», ее потенциал весьма близок к нулю), равен  $U^1/R$ , при наличии 1 в следующем разряде ток, проходящий через резистор  $2R$ , равен  $U^1/(2R)$ , при наличии 1 в младшем разряде ток через резистор  $2^{n-1}R$  равен  $U^1/(2^{n-1}R)$ .

Токи, обусловленные единицами в разрядах кода, суммируются на резисторе  $R_0$  и создают напряжение, равное в общем случае

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left( \frac{U^1 R_0}{R} \right) \left( a_{n-1} \cdot 1 + a_{n-2} \cdot \frac{1}{2} + a_{n-3} \cdot \frac{1}{2^2} + \dots + a_0 \cdot \frac{1}{2^{n-1}} \right),$$

где  $a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_0$  – цифры (1 или 0) в разрядах кода. Это выражение можно представить иначе:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= 2^{(n-1)} (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0) \left( \frac{U^1 R_0}{R} \right) = \\ &= N \left( \frac{2U^1 R_0}{2^n R} \right). \end{aligned}$$

где  $N$  – записанная в скобках сумма, означающая вес кода на входе.

Таким образом, напряжение на выходе **ЦАП** (рис. 5.3) пропорционально весу действующего на входе кода.

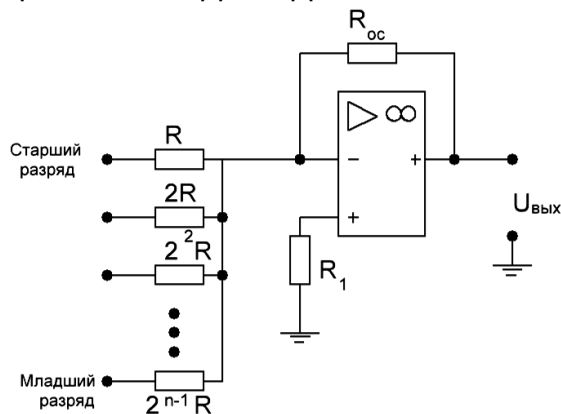


Рис. 5.3. ЦАП с двоично взвешенными резисторами

Преимуществом рассмотренного **ЦАП** является простая и недорогая структура, а недостатками – необходимость тщательного отбора резисторов разных номиналов, с тем чтобы их сопротивления находились в должном соответствии, а также невозможность практически выдержать это соответствие в диапазоне температур.

### 5.3. ЦАП с резисторной матрицей $R-2R$ , суммирующей токи

Матрица такого **ЦАП** содержит резисторы только двух номиналов (рис. 5.4,а), что делает ее выполнение много проще и точнее.

На каждый ключ (Кл) действует разряд входного кода  $a_{n-1}, a_{n-2}, \dots a_0$ . Когда в разряде присутствует **0**, ток через ключ замыкается на «землю». Если в разряде присутствует **1**, то ток проходит к инвертирующему входу операционного усилителя (**ОУ**). В силу этого правые по схеме выводы резисторов  $2R$  имеют нулевой потенциал: через ключи они подключены к «земле» или к инвертирующему входу **ОУ**, потенциал которого близок к нулю ( $U_0 \approx 0$ ). Поэтому резистивную матрицу можно представить схемой, изображенной на рис. 5.4, б.

Рассматривая ее сверху вниз, легко заметить, что эквивалентное сопротивление элементов, расположенных выше каждой пары узлов  $1 - 1', 2 - 2', \dots n - n'$ , равно  $2R$ . Поэтому в каждом узле притекающий к нему ток делится пополам, и токи по ветвям распределяются так, как показано на рис. 5.4,б, т. е. они соотносятся как веса разрядов двоичного кода.

Если в разрядах кода присутствуют **1**, то ключи коммутируют токи соответствующих ветвей к неинвертирующему входу **ОУ**, где они складываются, и на резисторе  $R_0$  (на выходе **ЦАП**) создают напряжение, эквивалентное весу действующего на входе кода. Заметим, что операционный усилитель в данном случае осуществляет преобразование тока в напряжение.

Из схемы следует, что полное сопротивление между источником опорного напряжения  $U_{оп}$  и инвертирующим входом **ОУ** (точкой, имеющей нулевой потенциал) равно  $R$  и не зависит от числа единиц в разрядах кода. Отсюда следует, что ток на входе матрицы  $I_0 = U_{оп}/R$ , а коэффициент усиления **ОУ**  $K = R_0/R$ .

Так как в каждом узле ток делится пополам, то через ключ, на который воздействует младший разряд кода, проходит ток (рис. 5.4,б)

$$I_1 = I_0/2^n = U_{оп}/(R2^n),$$

где  $n$  – число разрядов преобразователя. Его вклад в выходное напряжение **ЦАП**, т. е. напряжение от единицы в младшем разряде кода,

$$\Delta U = (U_{оп}/R \cdot 2^n)R_0 = U_{оп}K/2^n, \quad (5.1)$$

а полное напряжение на выходе **ЦАП**

$$U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U(a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2 + a_0) = U_{\text{ОП}} KN/2^n, \quad (5.2)$$

где  $a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2 + a_0 = N$  – вес входного кода в десятичном счислении.

Если во всех разрядах кода присутствуют единицы, то  $N = 2^n - 1$ . При этом выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ max}} = U_{\text{ОП}} K(2^n - 1)N/2^n = U_{\text{ОП}} K(1 - 2^{-n}) \approx U_{\text{ОП}} K.$$

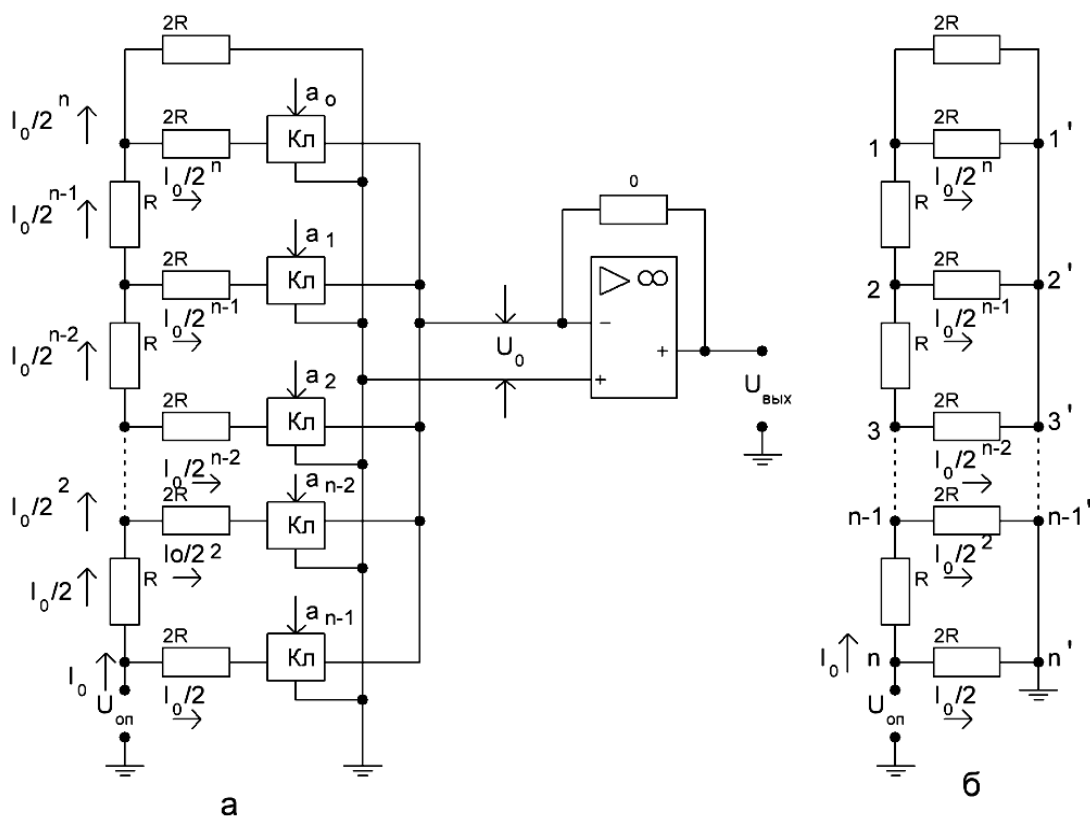


Рис. 5.4. ЦАП с резисторной матрицей R–2R, суммирующей токи

Условное изображение цифро-аналогового преобразователя с основными выводами приведено на рис. 5.5.

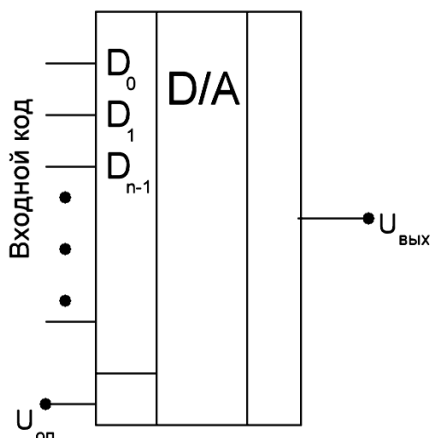


Рис. 5.5. Условное изображение цифро-аналогового преобразователя

Таким образом, выходное напряжение цифро-аналогового преобразователя (рис. 5.6,а) пропорционально произведению  $U_{оп} \cdot N$ . Если источник  $U_{оп}$  является внешним, то ЦАП можно использовать в перемножающих устройствах, где один сомножитель – значение опорного напряжения  $U_{оп}$ , другой – устанавливаемый на входе код  $N$ , а произведение – выходное напряжение ЦАП. Такие ЦАП называют перемножающими.

По сравнению с ЦАП с матрицей двоично взвешенных резисторов рассмотренный ЦАП обладает большей точностью: выдержать соотношение резисторов только двух номиналов ( $R$  и  $2R$ ) значительно проще, чем  $n$  номиналов в сравниваемом преобразователе. Вместе с этим из-за наличия прецизионных аналоговых ключей он существенно дороже и структура его сложнее.

#### 5.4. АЦП последовательного счета

Принцип такого преобразователя сводится к следующему. Счетные импульсы заполняют счетчик, на выходе которого формируется код с нарастающим весом. Этот код поступает на ЦАП, напряжение на выходе которого увеличивается. Когда оно чуть превысит напряжение, присутствующее в данный момент на входе, доступ импульсов к счетчику прекратится. Код, установившийся при этом на выходах счетчика, является цифровым эквивалентом напряжения на выходе ЦАП, а следовательно, и напряжения выборки входного напряжения  $U_{вх}$ .

Схема, реализующая описанный принцип АЦП последовательного счета, изображена на рис. 5.6,а.

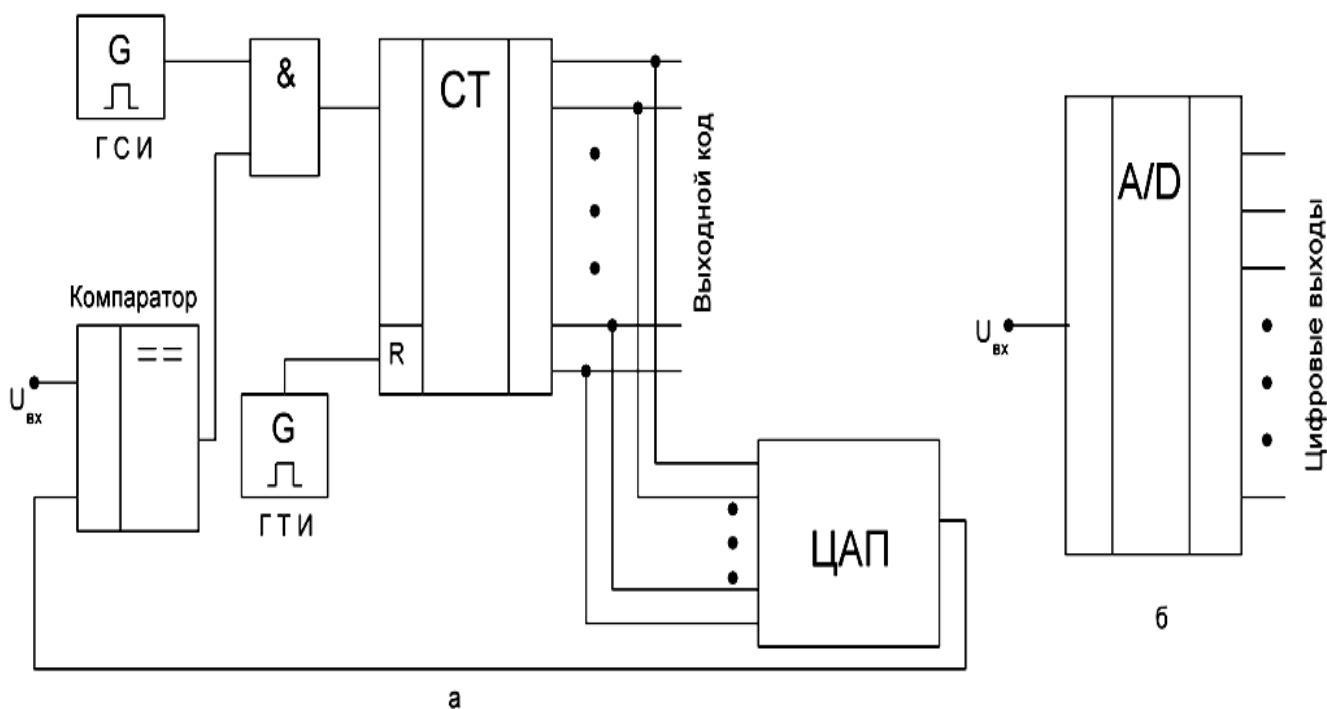


Рис. 5.6. Схема АЦП последовательного счета

Преобразование начинается с обнуления счетчика импульсом генератора тактовых импульсов (**ГТИ**). Период следования этих импульсов является периодом дискретизации входного аналогового напряжения. После обнуления счетчика напряжение на выходе **ЦАП** становится равным нулю, а на выходе компаратора появляется логическая **1**, обеспечивающая поступление импульсов от генератора счетных импульсов (**ГСИ**) через элемент **&** на счетчик. Когда напряжение на выходе **ЦАП** станет практически равным  $U_{\text{ВХ}}$ , компаратор переключится и логическим **0** на выходе разъединит **ГСИ** и счетчик. Таким образом, в промежуток времени с момента окончания импульса **ГСИ**, обнулившего счетчик, до завершения преобразования осуществляется оцифровка выборки входного напряжения.

Заметим, что с поступлением на счетчик каждого импульса (с увеличением выходного кода на единицу) напряжение на выходе **ЦАП** увеличивается на квант, так что  $U_{\text{ВЫХ ЦАП}}$  содержит целое число квантов, которым оно уравнивает  $U_{\text{ВХ}}$ . Поэтому при таком уравнивании нельзя гарантировать, что ошибка будет меньше одного кванта, что соответствует ошибке на единицу в младшем разряде выходного кода.

Условное изображение **АЦП** приведено на рис. 5.6,б, где для общности показаны только входной и выходные выводы.

### 5.5. Времяимпульсный АЦП

Времяимпульсный метод преобразования заключается в том, что входному напряжению  $U_{\text{ВХ}}$  ставится в соответствие временной интервал, длительность которого пропорциональна  $U_{\text{ВХ}}$ . Этот интервал заполняется импульсами стабильной частоты. Число их и представляет цифровой эквивалент преобразуемого напряжения. Схема, реализующая указанный принцип, изображена на рис. 5.7.

Импульс с выхода генератора тактовых импульсов (импульсов дискретизации) обнуляет счетчик, запускает генератор линейно изменяющегося напряжения (**ГЛИН**) и переключает триггер в состояние  $Q = 1$ . Сигналом  $Q = 1$  генератор счетных импульсов через элемент **&** подключается к счетчику. Когда нарастающее напряжение **ГЛИН** станет равным выборке преобразуемого напряжения  $U_{\text{ВХ}}$ , на выходе компаратора появится логическая **1**, которая переключит триггер в состояние  $Q = 0$  и прервет связь **ГСИ** со счетчиком. Код, установившийся на выходе счетчика, – цифровой эквивалент выборки  $U_{\text{ВХ}}$ . Следующая выборка задаст свой код на выходах счетчика.

Чтобы обеспечить линейность нарастания напряжения, заряд конденсатора в генераторах **ЛИН** осуществляется током неизменной величины, что обеспечивается специальными схемами стабилизации.

Временные диаграммы на рис. 5.7 иллюстрируют описанные процессы. На выходе триггера формируются «временные ворота». Начало их соответствует тактовому импульсу с **ГТИ**, а конец – появлению **1** на выходе

компаратора, когда наступает равенство напряжений **ГЛИН** и выборки. Таким образом, длительность «временных ворот» пропорциональна текущему значению входного напряжения. «Временные ворота» заполняются счетными импульсами стабильной частоты, поэтому их число пропорционально значению текущей выборки  $U_{вх}$ . Только в частном случае во «временные ворота» может точно уложиться целое число периодов  $T_{сч}$  счетных импульсов. Может оказаться, что между последним вошедшим в ворота импульсом и границей ворот будет интервал, почти равный  $T_{сч}$ , т.е. следующий импульс генератора будет чуть правее конечной границы ворот (см. временные диаграммы на рис 5.7,б), и не поступит на счетчик. Поэтому нужно считаться с тем, что выходной код времяимпульсного преобразователя может иметь погрешность в одну единицу (единицу в младшем разряде).

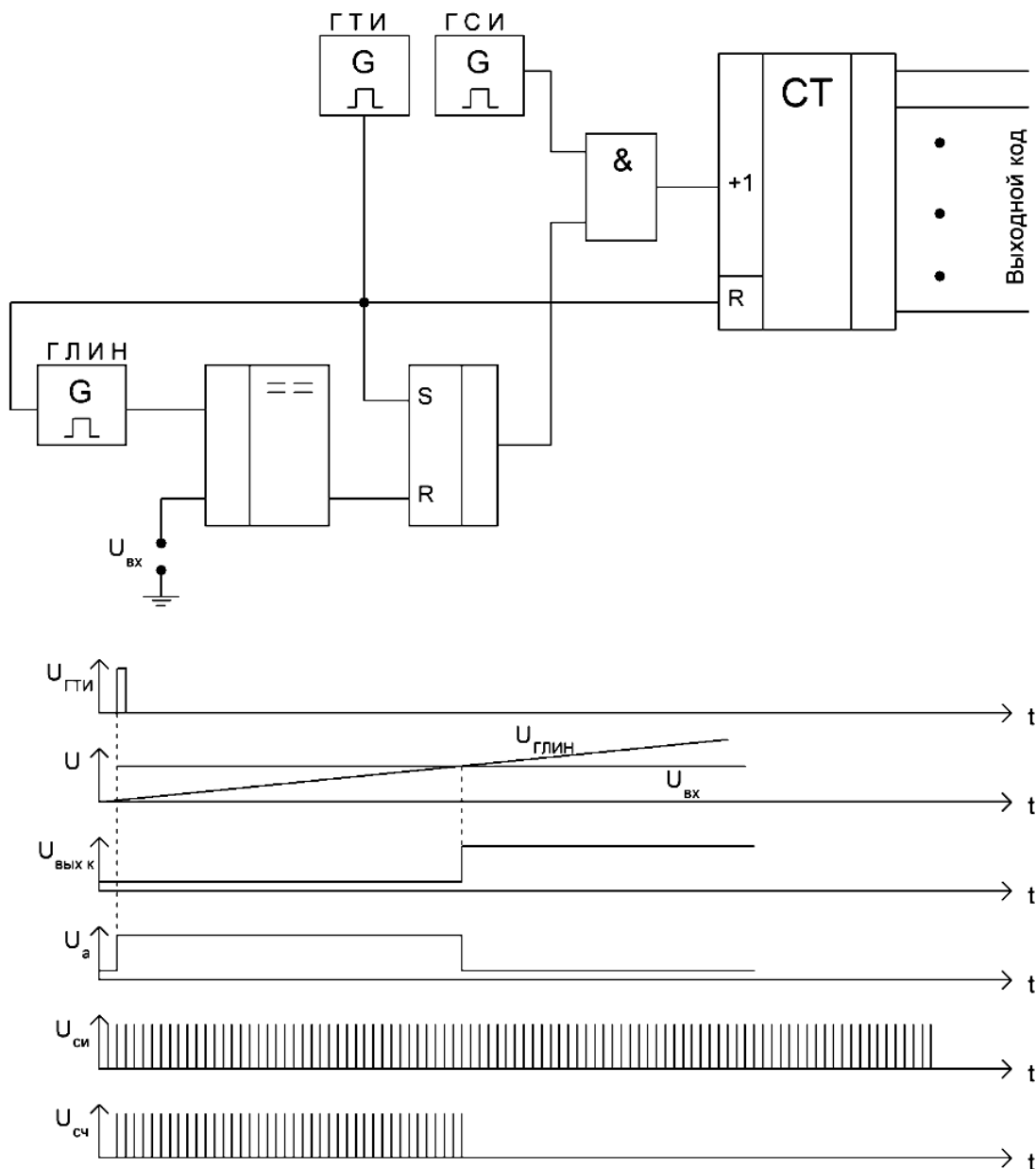


Рис. 5.7. Времяимпульсный АЦП

## 5.6. Кодоимпульсный АЦП

В описанных **АЦП** цифры (**0** или **1**) в разрядах выходного кода могут в процессе преобразования многократно изменяться, так как устанавливаются в ходе постепенного накопления числа в счетчике.

При рассматриваемом преобразовании формируемый код последовательно приближается к своему полному выражению: вначале определяется цифра в старшем  $n$ -м разряде, затем в  $(n - 1)$ -м и далее до младшего разряда.

Такая возможность формирования основана на свойствах натурального двоичного кода: веса единиц в соседних разрядах отличаются вдвое; единица в старшем разряде имеет вес, больший половины веса всего кода; единица в соседнем разряде имеет вес, больший четверти веса всего кода, и т. д. Например, вес кода  $1111_2$  равен 15; вес единицы в четвертом разряде равен 8, что больше  $0,5 \cdot 15$ ; вес единицы в третьем разряде равен 4, что больше  $0,25 \cdot 15$ , и т.д. Поэтому для определения цифры в старшем разряде формируемого кода надо сравнить  $U_{\text{вх}}$  с  $0,5U_m$  – половиной максимального для данного **АЦП** значения  $U_{\text{вх}}$ . Если окажется, что  $U_{\text{вх}} < 0,5U_m$ , то в старшем разряде кода появится цифра **0** и дальнейшее сравнение  $U_{\text{вх}}$  надо производить с  $0,25U_m$ . Если же  $U_{\text{вх}} > 0,5U_m$ , то в старшем разряде кода появится цифра **1**; при этом последующее сравнение необходимо производить с  $(1/2 + 1/4)U_m$  и т.д.

На рис. 5.8 изображена схема устройства, отображающая изложенный принцип. Код, соответствующий выборке входного аналогового сигнала, формируется на выходах регистра кода **РК**. В каждый разряд этого регистра, начиная со старшего разряда, по входам  $S$  последовательно записывается логическая **1** с соответствующего выхода сдвигового регистра **РС**. Одновременно она поступает на верхний (по схеме) вход конъюнктора **К**, принадлежащего данному разряду **РК**. Каждая записанная **1** «испытывается» на соответствие выборке входного сигнала. Для этого код с выходов **РК** в процессе формирования преобразуется цифро-аналоговым преобразователем в напряжение ( $U_{\text{цап}}$ ), которое сравнивается на аналоговом компараторе с выборкой преобразуемого напряжения  $U_{\text{вх}}$ . Если  $U_{\text{вх}} > U_{\text{цап}}$ , то на выходе компаратора присутствует логический **0** и после конъюнкторов  $K_n \dots K_1$  на входах  $R$  регистра **РК** появятся логические **0**, которыми разряды **РК** не сбрасываются: в проверяемом разряде остается записанной **1**. Если  $U_{\text{вх}} < U_{\text{цап}}$ , то на выходе компаратора присутствует логическая **1**, на обоих входах компаратора проверяемого разряда появятся логические **1**, которыми этот разряд сбрасывается в **0**, остальные разряды кода сохраняются.

Логическая **1** на выходах **РС** появляется поочередно: на выходе  $n$  – с поступлением тактового импульса (импульса дискретизации входного

аналогового сигнала) на вход  $D_n$ , на выходах  $n - 1, n - 2, \dots$  – в момент окончания сдвигающего импульса на динамическом входе  $C$ .

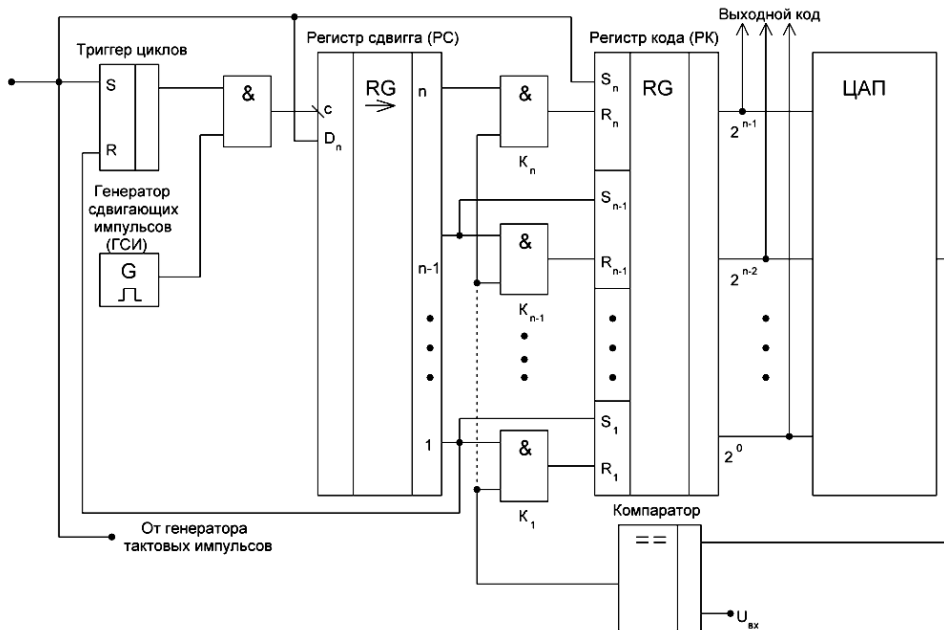


Рис. 5.8. Кодоимпульсный АЦП

Очередной цикл преобразования выборки входного сигнала начинается с поступлением тактового импульса; кроме записи **1** в старший  $n$ -й разряд **РК** он обнуляет все его остальные разряды (по второму входу **R**), записывает **1** по входу  $D_n$  в  $n$ -й разряд **РС**, а также переключает триггер циклов в состояние **1**, после чего сдвигающие импульсы начинают поступать на  $C$ -вход **РС**. В конце цикла (после сформирования выходного кода) логической **1** с выхода первого разряда **РС** триггер цикла переключается в **0** и цепь связи **ГСИ** - **РС** прерывается. С поступлением следующего тактового импульса начинается цикл преобразования следующей выборки входного сигнала.

Следует отметить, что в соответствии с методом преобразования рассмотренный **АЦП** называют преобразователем поразрядного кодирования.

**Пример.** Определим код на выходе рассмотренного **АЦП** при следующих данных:  $U_{вх} = 8,5$  В, разрядность **АЦП**  $n = 10$ , опорное напряжение **АЦП**  $U_{оп} = 10,24$  В.

Напряжение  $U_{оп}$  делится квантованными уровнями на  $2^n - 1$  квантов, величина каждого такова:  $\Delta U = U_{оп} / (2^n - 1)$ .

В данном случае  $\Delta U = 10,24 / (1024 - 1) \approx 10$  мВ.

Такое приращение  $\Delta U_{цап}$  выходное напряжение цифро-аналогового преобразователя (в структуре **АЦП**) получает вследствие увеличения входного кода на единицу (от единицы в младшем разряде кода). Возрастание напряжения  $U_{цап}$  от единицы в  $k$ -м разряде равно величине кванта (в данном случае 10 мВ), умноженной на вес единицы в этом разряде.

Ниже приведены вес единицы в разрядах 10-разрядного кода и напряжение, которое она добавляет к  $U_{\text{цап}}$  (табл. 5.1).

Таблица 5.1

Номер разряда	Вес единицы	$\Delta U_{\text{цап}}, \text{В}$
10	512	5,12
9	256	2,56
8	128	1,28
7	64	0,64
6	32	0,32
5	16	0,16
4	8	0,08
3	4	0,04
2	2	0,02
1	1	0,01

В соответствии с алгоритмом работы кодоимпульсного **АЦП** проведем сравнение  $U_{\text{вх}}$  со значениями  $\Delta U_{\text{цап}}$ , компенсирующими напряжение  $U_{\text{вх}}$ . Если  $U_{\text{вх}} > U_{\text{цап}}$ , то напротив соответствующего неравенства будет представлена единица (табл. 5.2).

Таблица 5. 2

Сравнение $U_{\text{вх}}$ со значениями $\Delta U_{\text{цап}}$	Код на выходе <b>АЦП</b>
$8,5 > 5,12$	1
$8,5 > 5,12+2,56 = 7,68$	1
$8,5 < 7,68+1,28 = 8,96$	0
$8,5 > 7,68+0,64 = 8,32$	1
$8,5 < 8,32+0,32 = 8,64$	0
$8,5 > 8,32+0,16 = 8,48$	1
$8,5 < 8,48+0,08 = 8,56$	0
$8,5 < 8,48+0,04 = 8,52$	0
$8,5 = 8,48+0,02 = 8,50$	1

Таким образом, код на выходах **АЦП**  $N = 1101010010_2 = 850_{10}$ . Учитывая, что каждая единица кода соответствует кванту в 10 мВ, фиксируем входное напряжение равным 8,5 В.

## 5.7. АЦП двойного интегрирования

В таких АЦП процесс преобразования имеет две стадии. На первой стадии в течение фиксированного временного интервала  $T_1$  интегрируется входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ . Чем оно больше, тем большего значения достигает напряжение на конденсаторе  $C$  интегратора за время  $T_1$ .

При этом конденсатор заряжается через регистр  $R_1$  неизменным током  $I_3 = U_{\text{вх}}/R_1$ , получая заряд  $Q_3 = U_{\text{вх}}T_1/R_1$ .

На второй стадии преобразования на интегратор подается образцовое напряжение  $U_0$  с полярностью, обратной полярности  $U_{\text{вх}}$ , и конденсатор интегратора через резистор  $R_2$  разряжается неизменным током  $I_p = U_0/R_2$ .

Как только напряжение на интеграторе достигает нулевого значения, вторая стадия завершается, т.е. преобразование заканчивается.

На второй стадии конденсатор интегратора теряет заряд

$$Q_p = U_0T_2/R_2, \quad (5.3)$$

где  $T_2$  – продолжительность второй стадии, т.е. период за который конденсатор разряжается до нуля.

Так как на первой стадии конденсатор заряжался от нуля до некоторого значения, пропорционального  $U_{\text{вх}}$ , а на второй стадии от этого значения разряжался до нуля, то приобретенный и потерянный заряды будут равны:

$$U_{\text{вх}}T_1/R_1 = U_0T_2/R_2, \quad U_{\text{вх}} = U_0T_2R_1/T_1R_2.$$

Таким образом, входное преобразуемое напряжение  $U_{\text{вх}}$  пропорционально длительности второй стадии.

Фиксированный интервал  $T_1$  задается с помощью счетчика, который из обнуленного состояния к началу первой стадии заполняется импульсами тактового генератора с периодом  $T_T$ , и в момент его переполнения (обнуления) эта стадия заканчивается, т. е.

$$T_1 = T_T N_{\text{max}},$$

где  $N_{\text{max}}$  – максимальное число, которое может вместить счетчик.

В интервале  $T_2$  на этот счетчик поступают импульсы того же генератора до тех пор, пока напряжение на выходе интегратора не станет равным нулю. Поэтому при  $N$  импульсах, поступивших на счетчик на второй стадии,

$$T_2 = NT_T \text{ и } U_{\text{вх}} = U_0T_2R_1/T_1R_2 = U_0NT_T R_1/T_T N_{\text{max}}R_2 = U_0NR_1/N_{\text{max}}R_2.$$

Поскольку  $U_0$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  и  $N_{\text{max}}$  являются постоянными параметрами схемы, то входное преобразуемое напряжение выражается числом импульсов  $N$ , поступивших на счетчик на второй стадии.

Если длительность  $T_1$  первой стадии выбрать кратной периоду напряжения питающей сети, то результат его интегрирования будет равен нулю, т.е. сетевая помеха будет отсутствовать.

Структурная схема **АЦП** двойного интегрирования приведена на рис. 5.9. На первой стадии (продолжительностью  $T_1$ ) устройство управления (**УУ**), воздействуя на переключатель, подключает к интегратору входное напряжение и открывает доступ импульсов тактового генератора к счетчику времени первой стадии. В момент, когда в этот счетчик будет занесено число, соответствующее времени  $T_1$ , он подаст сигнал на устройство управления, которое подключит к интегратору образцовое напряжение  $U_0$  и даст разрешение на подключение **ГТИ** к счетчику результата измерения. После этого конденсатор интегратора будет разряжаться, и когда напряжение на его выходе окажется практически равным нулю, **УУ** разъединит **ГТИ** и счетчик результата измерения. Занесенное в него число будет пропорционально входному напряжению.

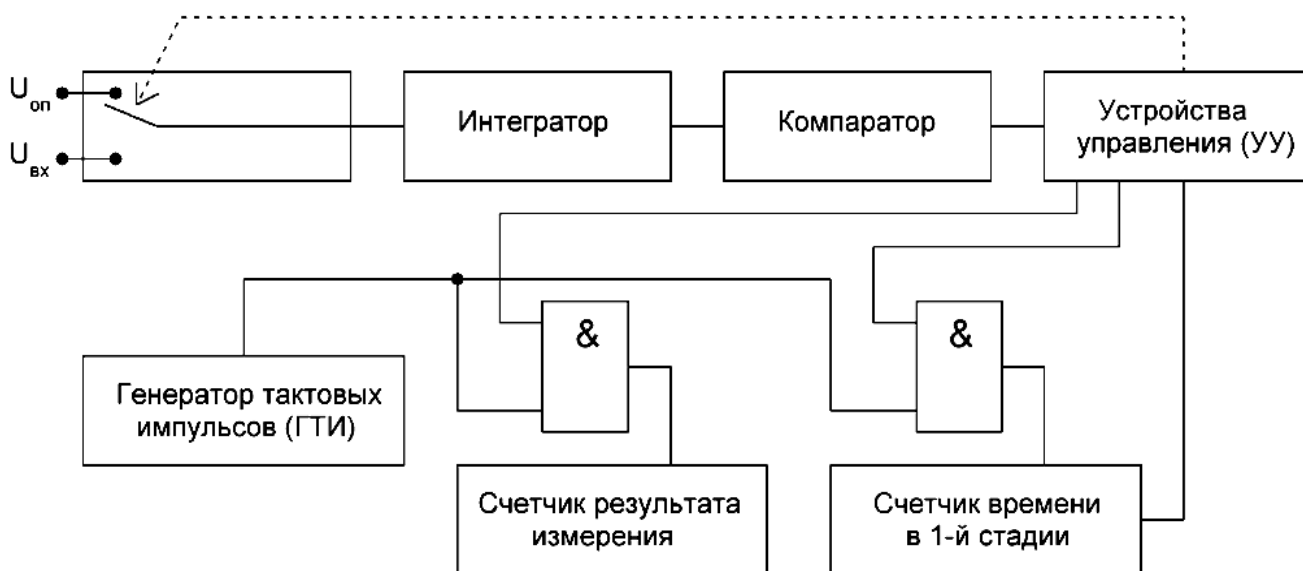


Рис. 5.9. **АЦП** двойного интегрирования

Нестабильность частоты тактового генератора (если только частота не меняется во время преобразования) не влияет на точность: в выражении  $U_{вх}$  период  $T_T$  не входит. Вместе с этим **АЦП** двойного интегрирования не отличается высоким быстродействием, что связано с наличием временных стадий  $T_1$  и  $T_2$ , в течение которых осуществляется интегрирование.

## 5.8. Параметры **АЦП** и **ЦАП**

К основным параметрам **АЦП** и **ЦАП** следует отнести максимальное напряжение  $U_{max}$  (входное для **АЦП** и выходное для **ЦАП**), число разрядов кода  $n$ , разрешающую способность и погрешность преобразования.

**Разрешающая способность.** Под разрешающей способностью (**РС**) понимают наименьшее значение входной величины, различаемое устройством, т.е. в той или иной форме фиксируемое им на выходе. Численно **РС** оценивают различным приращением выходной величины от наименьшего возможного приращения входной величины.

Разрешающая способность для **ЦАП** – приращение выходного напряжения в результате увеличения входного кода на единицу в младшем разряде. Это наименьшее приращение напряжения (квант  $\Delta U$ ), какое можно получить на выходе цифро-аналогового преобразователя:

$$\Delta U = U_{\text{оп}}/2^n - 1,$$

где  $2^n - 1$  – максимальный вес входного кода,  $n$  – разрядность **ЦАП**.

Так, при  $U_{\text{оп}} = 10,24\text{В}$   $n = 12$   $\Delta U = 10,24/(2^{12} - 1) \approx 2,5\text{мВ}$ . Чем больше  $n$ , тем меньше  $\Delta U$  и тем точнее выходное напряжение представляет входной код.

Относительное значение разрешающей способности

$$\delta = \Delta U/U_{\text{оп}} = 1/2^n - 1.$$

Тот же параметр **АЦП** определяется приведенными выражениями и представляет собой приращение входного напряжения, которое вызывает изменение выходного кода на единицу в младшем разряде. Меньшее приращение входного напряжения **АЦП** не почувствует, т.е. квант  $\Delta U$  – наименьшее изменение входного напряжения, различимое **АЦП**. В соответствии с этим разрешающую способность отождествляют с чувствительностью **АЦП**.

**Быстродействие ЦАП и АЦП** оценивается временем преобразования  $t_{\text{пр}}$ , которое определяется методом преобразования и быстродействием элементной базы. Так, например, в **АЦП** последовательного счета (рис. 5.6,а) счетчик с большим быстродействием позволит увеличить частоту генератора счетных импульсов, что уменьшит  $t_{\text{пр}}$ . Время преобразования такого **АЦП** линейно зависит от величины входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ : чем оно больше, тем большее число счетных импульсов должно поступить на счетчик, чтобы напряжение с выхода **ЦАП** уравнило входное напряжение. Если  $U_{\text{вх}}$  имеет значение, равное максимальному входному напряжению для данного **АЦП**, то за время  $t_{\text{пр}}$  на счетчик поступит  $2^n - 1$  импульсов с периодом  $T_{\text{сч}}$  и время преобразования составит

$$t_{\text{пр}} = (2^n - 1)T_{\text{сч}}.$$

При больших входных напряжениях наибольшим быстродействием обладают кодоимпульсные **АЦП**.

Выбор **ЦАП** может, в частности, производиться по значению  $t_{\text{пр}}$ : за время  $t_{\text{пр}}$  код на входе не должен, например, измениться более, чем на единицу в младшем разряде. **АЦП** с большим временем преобразования

не может работать с быстро изменяющимся входным напряжением, так как последнее за время  $t_{\text{пр}}$  может измениться.

Для **АЦП** период дискретизации  $T_{\text{д}}$  следует выбирать больше  $t_{\text{пр}}$ :  $T_{\text{д}} > t_{\text{пр}}$ , т.е. между скоростью преобразования  $1/t_{\text{пр}}$  и частотой дискретизации  $F_{\text{д}} = 1/T_{\text{д}}$  должно соблюдаться соотношение  $1/t_{\text{пр}} > F_{\text{д}}$ . С другой стороны, по теореме Котельникова  $F_{\text{д}}$  связана с наивысшей частотой  $f_{\text{max}}$  в спектре непрерывного входного сигнала неравенством  $F_{\text{д}} \geq 2F_{\text{max}}$ . Поэтому **АЦП** должен иметь время преобразования  $t_{\text{пр}} < 1/2F_{\text{max}}$ .

Наибольшим быстродействием обладают **АЦП** с параллельным преобразованием, в котором входное напряжение сравнивается одновременно с  $2^n - 1$  уровнями, для чего структура преобразователя, кроме прочего, содержит  $2^n - 1$  аналоговых компаратора и приоритетный шифратор. Во избежание усложнения структуры такого преобразователя число его разрядов не должно быть большим (в 8-разрядном **АЦП** количество компараторов составляет  $2^8 - 1 = 255$ ), что дополнительно снижает возможную точность преобразования.

**Погрешность преобразования** имеет статическую и динамическую составляющие. Статическая составляющая включает в себя методическую погрешность квантования, или дискретности, и инструментальную погрешность от неидеальности элементов преобразователей. Погрешность квантования  $\Delta_k$  обусловлена самим принципом представления непрерывного сигнала квантованными уровнями, отстоящими друг от друга на выбранный интервал. Выше эта погрешность описывалась. Для ее уменьшения напряжение на входе (для **АЦП**) и на выходе (для **ЦАП**) исходно смещают на половину кванта. При этом погрешность квантования составляет половину разрешающей способности, и в общем случае

$$\Delta_k = \pm 0,5\Delta U, \quad \delta = \pm 0,5/2^n - 1.$$

Инструментальная погрешность не должна превышать погрешность квантования. При этом полная абсолютная и относительная статические погрешности

$$\Delta_k = \pm \Delta U, \quad \delta = \pm 1/2^n - 1,$$

что соответствует разрешающей способности преобразователя.

Динамическая составляющая погрешности связана с быстродействием преобразователя (с временем преобразования  $t_{\text{пр}}$ ) и скоростью изменения входного сигнала ( $V$ ). Чем меньше  $t_{\text{пр}}$  и  $V$ , тем меньше эта составляющая. При большом  $t_{\text{пр}}$  нужно будет увеличивать период  $T_{\text{д}}$ , чтобы избежать значительных динамических искажений. Для их уменьшения обычно выбирают **АЦП** с таким временем преобразования  $t_{\text{пр}}$ , за которое входной сигнал изменяется не более, чем на разрешающую способность  $\Delta U = U_{\text{оп}}/2^n - 1$ .

В заключение отметим основные свойства рассмотренных **ЦАП** и **АЦП**:

1. Из-за наличия аналоговых ключей (по числу разрядов) **ЦАП** с матрицей **R-2R** имеют достаточно сложную структуру и относительно высокую стоимость, но при этом обладают наибольшей точностью.
2. **ЦАП** с матрицей двоично взвешенных резисторов осуществляют преобразование с большей погрешностью, т.к. должного соотношения номиналов резисторов получить не удастся. Однако при этом они обладают простой структурой и малой стоимостью.
3. Наиболее простую структуру имеют **АЦП** последовательного счета, наиболее сложную – **АЦП** с параллельным преобразованием, компенсируя это наибольшим быстродействием.
4. Значительную часть выпускаемых **АЦП** составляют аналого-цифровые преобразователи с поразрядным кодированием (кодоимпульсные) и двойного интегрирования. Для большинства применений они обладают достаточной точностью, быстродействием и относительно низкой стоимостью.

## 6. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В ПРИБОРАХ РЕГИСТРАЦИИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ

Проведем сравнительную оценку характеристик аналого-цифровых преобразователей применительно к приборам регистрации биопотенциалов. Обсудим альтернативные варианты применения **АЦП** в зависимости от конкретных задач медицинского мониторинга.

### 6.1. Варианты использования АЦП в приборах регистрации биосигналов

В результате анализа схемотехнических решений приборов регистрации биопотенциалов (**ПРБ**) была построена обобщенная структура, позволяющая оценивать возможные функциональные варианты построения приборов в зависимости от поставленных задач. Независимо от класса и функционального назначения устройств их можно представить в виде блоков, показанных на рис. 6.1.

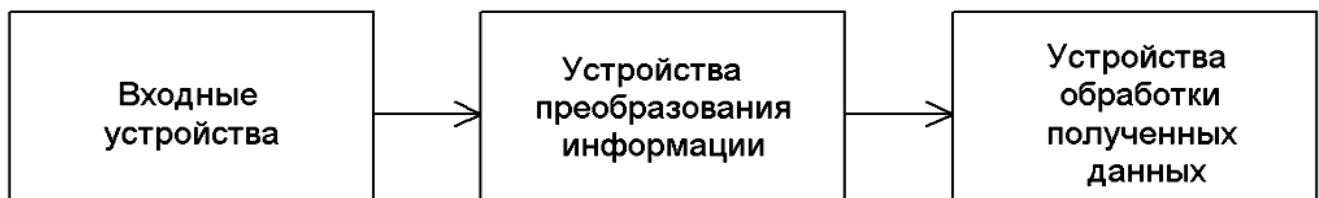
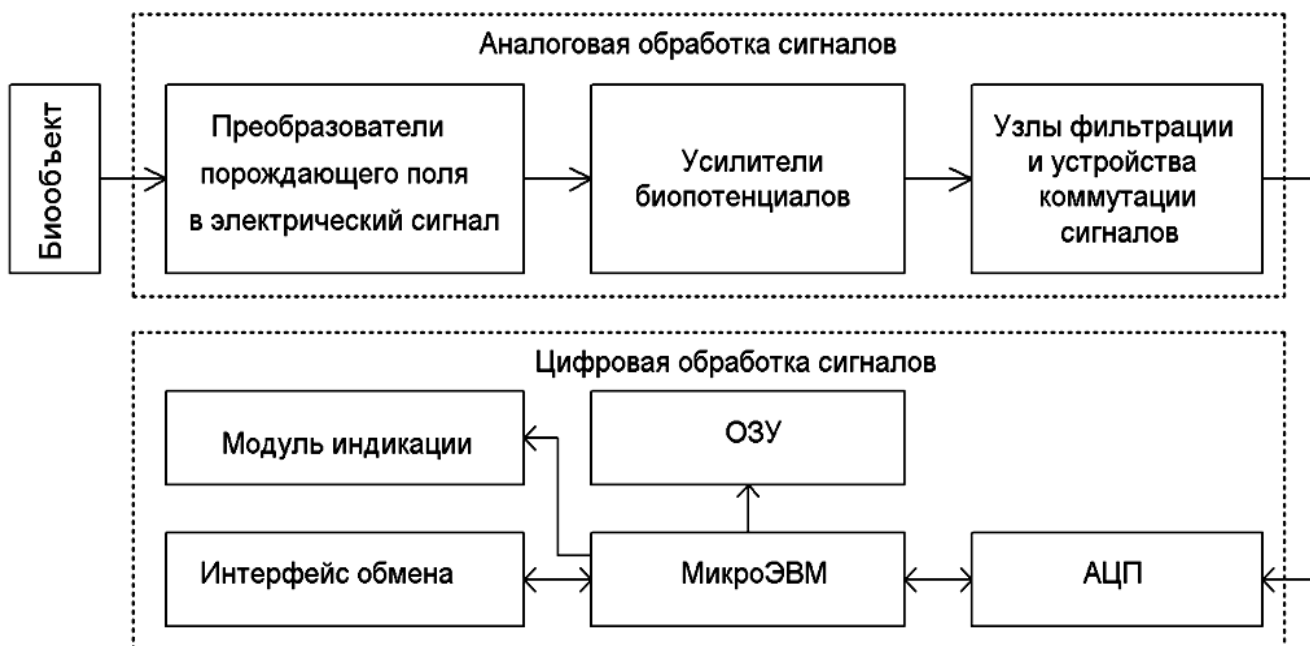


Рис. 6.1. Обобщенная структура **ПРБ**

Детализацию блоков обобщенной структуры можно отобразить в виде блок-схемы, представленной на рис. 6.2. Она характерна для типичных случаев реализации **ПРБ**.



6.2. Блок-схема ПРБ

Входные устройства и устройства преобразования информации относятся к устройствам первичной обработки биопотенциалов. Одной из самых важных операций, осуществляемых в устройствах первичной обработки ПРБ, является аналого-цифровое преобразование. Для получения высоких разрешающих способностей при широком входном диапазоне необходимо АЦП с эффективной разрядностью не менее 12 бит и частотой преобразования  $f_{\text{дискр}} \geq 2f_{\text{max}}$ , где, например, при регистрации электрокардиосигнала (ЭКС)  $f_{\text{max}} = 120$  Гц – верхняя граница наиболее информативной части спектра ЭКС.

Необходимое число уровней квантования  $N$  при заданном входном диапазоне  $U_{\text{вх}}$  и эффективной разрешающей способности  $r_{\text{эфф}}$  определяется требуемой точностью представления цифровых данных.

Шум квантования АЦП определяется ошибками округления исходного сигнала (ошибками квантования). Поскольку предсказуемой взаимосвязи между ошибками квантования не существует (статическая независимость), то приближенно можно считать, что плотность спектра мощности шума квантования распределена от  $-f_{\text{дискр}}/2$  до  $+f_{\text{дискр}}/2$ . В рабочей полосе частот от  $-f_{\text{max}}$  до  $+f_{\text{max}}$  отношение сигнал/шум SNR при равномерном квантовании зависит от длины кодовых слов  $n$  (бит) и частоты дискретизации  $f_{\text{дискр}}$ .

С увеличением  $f_{\text{дискр}}$  (передискретизация) на одну и ту же полосу частот  $f_{\text{max}}$  приходится всё меньшая мощность шума, причем при каждом удвоении частоты  $f_{\text{дискр}}$  отношение сигнал/шум улучшается на 3 дБ.

Далее приведем основные характеристики наиболее распространенных АЦП. На примере разработанных дифференциального термометра и

регистратора **ЭКС** рассмотрим другие варианты применения **АЦП** интегрирующего типа.

В основу принципа работы параллельных **АЦП** положен метод непосредственного преобразования аналогового сигнала в цифровой код с помощью сравнения аналогового сигнала с уровнями квантования посредством компараторов, на входы которых подается напряжение уровня квантования и преобразуемый сигнал. На выходах компараторов отображается результат сравнения сигнала с уровнями квантования. Затем полученный результат кодируется с помощью приоритетного шифратора. Преимущества метода заключаются в высоком быстродействии, достигающем десятков наносекунд, обусловленном скоростью переключения компараторов, тактовой частотой триггеров и временем шифрации. В то же время метод имеет некоторые недостатки:

- для реализации  $n$ -разрядного **АЦП** необходимо  $2^n - 1$  компараторов, то есть с ростом разрядности резко увеличиваются аппаратные затраты;
- при определенных задержках на триггерах проявляется нестабильность выходного кода **АЦП** и, как следствие, невысокая точность (8-10 двоичных разрядов);
- быстродействующие компараторы потребляют большой ток, что приводит к увеличению входной емкости и энергопотребления;
- так как входная емкость компаратора является функцией его логического состояния, то входная емкость всего **АЦП** зависит от напряжения на входе, что приводит к снижению точности преобразования с увеличением частоты входного сигнала;
- низкая помехозащищенность.

В зависимости от организации кодирующей логики различают: **АЦП** с прямой логической сверткой; **АЦП** с кодом Грея и с комбинированной сверткой.

Поскольку **АЦП** данных типов, как правило, имеют быстродействие большее, чем микропроцессорная система (**МПС**), то приходится вначале записывать данные с выхода **АЦП** в быстродействующее буферное оперативное запоминающее устройство. Учитывая невысокую точность и низкую помехозащищенность, применение данных **АЦП** в приборах регистрации биопотенциалов нецелесообразно.

Принцип **АЦП** последовательного типа заключается в следующем: цифровой счетчик по определенному алгоритму выдает код, который преобразуется в аналоговый сигнал с помощью цифро-аналогового преобразователя в цепи обратной связи, с помощью компаратора производится сравнение преобразуемого сигнала с подбираемым. Сигнал с выхода компаратора анализируется **АЦП**, и в соответствии с алгоритмом выдается следующий код для сравнения. Таким образом, происходит подбор кода, значение которого пропорционально преобразуемому сигналу. Код

пропорционален сигналу, так как **ЦАП** преобразует код с некоторой погрешностью.

Разновидностью **АЦП** последовательного типа является **АЦП** последовательного приближения. Это самый распространенный способ преобразования. Алгоритм следующий: при подаче команды преобразования преобразователь очищается, после чего выходное напряжение старшего разряда **ЦАП** подается на компаратор для сравнения. Выходное напряжение старшего разряда эквивалентно половине полного диапазона преобразователя. Если преобразуемый сигнал больше, чем подбираемый, то в искомом коде устанавливается единица, в противном случае появляется ноль. Эта операция продолжается до младшего разряда.

Данный способ построения **АЦП** имеет по сравнению с параллельными и рассмотренными ниже интегрирующими **АЦП** среднее быстродействие: типичное значение времени преобразования – 1...10 мкс, средняя точность – 10...14 двоичных разрядов. К недостаткам данного метода относится большая чувствительность к импульсным помехам, к преимуществам – хорошее согласование по времени измерения с применяемыми **МПС**, невысокая стоимость и простота.

**АЦП** последовательного типа используются в том случае, если несколько сигналов должны быть подвергнуты одинаковой цифровой обработке, например при регистрации более одного электрокардиографического отведения. В типичном случае, относящемся к сбору информации, производится выборка поступающих в устройство входных сигналов, их коммутация и преобразование, прежде чем они будут обработаны вычислительным микропроцессорным устройством.

**АЦП** с преобразованием напряжения в частоту основаны на подсчитывании числа циклов интегрирования за фиксированное время. Входной аналоговый сигнал интегрируется и подается на компаратор. Когда компаратор меняет своё состояние, интегратор сбрасывается и процесс повторяется. Число циклов интегрирования пропорционально значению аналогового сигнала. К преимуществам данного метода следует отнести хорошее подавление шума, так как цифровой сигнал отображает среднее значение входного сигнала. Но применение данного метода ограничивает время преобразования, что характерно для систем с интеграторами. В **АЦП** с генератором пилообразных напряжений преобразование осуществляется путем непрерывного сравнения преобразуемого сигнала с линейным опорным пилообразным сигналом с помощью компаратора. Компаратор при изменении своего состояния запускает счетчик, который считает в течение времени, пока компаратор имеет высокий логический уровень. Это время пропорционально значению входного сигнала. По сравнению с предыдущим методом этот метод более быстродействующий, но требует очень высокой линейности источника пилообразного напряжения.

Принцип преобразования **АЦП** следящего типа основан на непрерывном слежении с помощью реверсивного счетчика. Код, вырабатываемый

счетчиком, преобразуется в аналоговый сигнал и сравнивается с помощью компаратора. Результат сравнения управляет инкрементированием или декрементированием кода.

К последовательным **АЦП** относятся также **АЦП** интегрирующего типа. Преимущества данных **АЦП** следующие:

- нечувствительность к импульсным помехам;
- нечувствительность к периодическим помехам, если их период в целое число раз меньше периода интегрирования;
- большая точность: типичная точность – 4...6 десятичных знаков, что соответствует 14...20 двоичным разрядам.

При работе интегрирующих **АЦП** в составе **МПС** возможна программная реализация части измерительной процедуры, а именно второго этапа – измерения временных характеристик последовательности импульсов. Это измерение можно реализовать как чисто программно при отсчете времени по счетчику команд или циклов, так и с использованием таймеров. Однако преобразователи данного типа имеют наименьшее быстродействие: типичное время преобразования – 1 ... 1000 мс.

Принимая во внимание высокие показатели помехоустойчивости **АЦП** интегрирующего типа, а также их высокую точность, можно сделать вывод о целесообразности их применения в регистраторах температуры биологически активных точек.

Общая схема устройств первичной обработки информации с использованием **АЦП** интегрирующего типа может быть представлена в виде, показанном на рис. 6.3.

В разработанном регистраторе температуры биологически активных точек использовалась полупроводниковая БИС **АЦП** КР572ПВ5, специально ориентированная на применение с жидкокристаллическими индикаторами (**ЖКИ**).

КР572ПВ5 выполняет функцию **АЦП** двойного интегрирования с автоматической коррекцией нуля и определением полярности входного сигнала. Диапазон допустимого опорного напряжения  $U_{RFF}$  – от 0,1 до 1,0 В.

Цифровой дифференциальный медицинский термометр предназначен для измерения разности температур между двумя точками на поверхности кожи человека с точностью  $\pm 0,1^\circ\text{C}$ .

Основу термометрического усилителя составляет операционный усилитель постоянного тока с модуляцией и демодуляцией сигнала и стабилизацией нуля типа 140УД24. Поскольку выходное напряжение термопары очень мало, к параметрам усилителя и **АЦП** предъявляются достаточно высокие требования. В частности, необходимы очень низкие значения напряжения смещения и температурного коэффициента усилителя. Для микросхемы 140УД24 они составляют соответственно 5 мкВ и  $0,05 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ . Использование в регистраторе **АЦП** интегрирующего типа наиболее приемлемо вследствие высокой точности преобразования и хорошей помехо-

защищенности. Низкое быстродействие **АЦП** в данном случае вполне приемлемо при эксплуатации прибора.

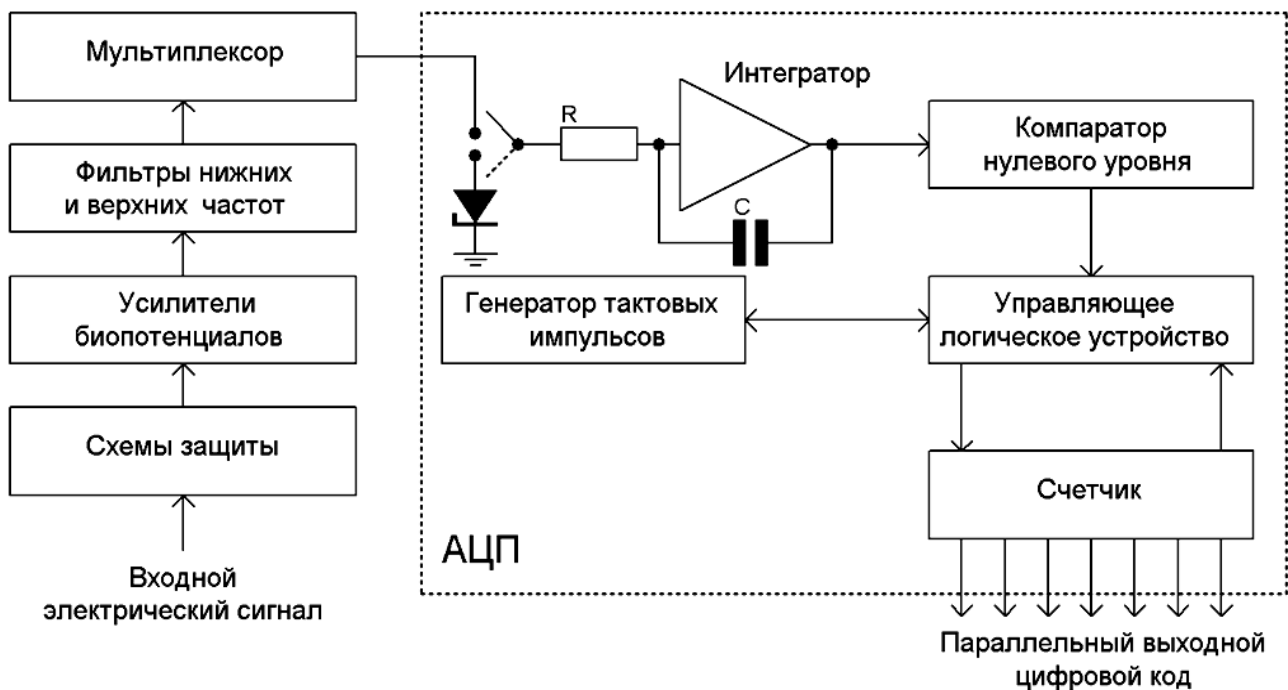


Рис 6.3. Общая схема устройства с интегрирующим **АЦП**

Двухтактный интегрирующий **АЦП** состоит из интегратора, компаратора, устройства управления, счетчика и источника опорного напряжения. В течение фиксированного интервала времени происходит интегрирование преобразуемого сигнала. После этого счетчик переполняется, и к интегратору подключается источник опорного напряжения. Так как опорное напряжение постоянно, то время интегрирования будет пропорционально входному сигналу.

Результат преобразования **АЦП** двойного интегрирования представляется цифровым кодом  $N_x$ , эквивалентным среднему значению напряжения на аналоговом входе, преобразуемому за фиксированный интервал времени  $T_x$  в соответствии с выражением

$$\int_0^{T_x} U_x |f| = \int_0^{T_0} U_{RFF} dx, \quad (5.4)$$

откуда  $T_x = U_x T_0 / U_{RFF}$ , где  $T_0$  – фиксированный интервал интегрирования напряжения на аналоговом входе;  $T_x$  – интервал интегрирования  $U_{RFF}$ ;  $U_x$  – среднее значение напряжения на аналоговом входе. Число тактовых импульсов постоянной частоты  $f_{\text{ТИ}}$  соответствует коду **NX**, как  $\mathbf{NX} = U_x T_0 f_{\text{ТИ}} / U_{RFF}$ . Для КР572ПВ5  $T_0 = 1000$ , тогда  $\mathbf{NX} = 10^3 U_x / U_{RFF}$ . Цифровая информация на выходе микросхемы представляется в специальном коде, предназначенном для непосредственного управления 3,5-декадным циф-

ровым табло с 7-сегментными полупроводниковыми индикаторами. Диапазон входного сигнала определяется значением внешнего опорного напряжения и соотношением  $U_{1RN} = \pm 1,999 U_{REF}$ . Текущие показания цифрового табло соответствуют  $1000(U_{1RN}/U_{REF})$ . Под погрешностью преобразования  $\delta$  понимается разность между номинальным значением выходного кода БИС и значением, установленным после преобразования постоянного напряжения от эталонного источника.

Таким образом, **АЦП** двойного интегрирования хорошо подходят для точной, но медленной обработки сигналов (например, термометры, регистраторы **ЭКГ**, не требующие работы в режиме реального времени).

Разновидностью **АЦП** интегрирующего типа являются дельта-сигма и сигма-дельта **АЦП** (ранее назывались **АЦП** с уравниванием или балансом зарядов). Принцип дельта-сигма **АЦП** основан на нейтрализации среднего входного тока с помощью источника тока или заряда. Входное напряжение поступает на интегратор, выходной сигнал которого сравнивается с фиксированным напряжением. В зависимости от выходного сигнала компаратора импульсы тока фиксированной длительности (то есть с фиксированным приростом заряда) подключаются либо к суммирующему входу, либо к земле, что позволяет поддерживать нулевой средний ток на суммирующем входе – принцип уравнивания. Счетчик отслеживает число импульсов подключения в постоянный промежуток времени. Число подключений будет пропорционально среднему входному уровню.

В последние годы сигма-дельта архитектура широко применяется в **АЦП** высокого разрешения в виде сверхбольших интегральных схем (**СБИС**).

Основным принципом сигма-дельта ( $\Sigma - \Delta$ ) **АЦП** является усреднение результатов измерения на большом интервале времени для уменьшения погрешности, вносимой шумами, и увеличения разрешающей способности.  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** имеет преимущества перед другими интегрирующими **АЦП** (однотактного и многотактного интегрирования). Линейность характеристики  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** выше, так как его интегратор работает в узком динамическом диапазоне и нелинейность переходной характеристики усилителя (на котором построен интегратор) влияет значительно меньше. Емкость конденсатора интегратора  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** значительно меньше, и конденсатор может быть изготовлен прямо на кристалле **СБИС**.  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** практически не имеет внешних элементов, что существенно сокращает площадь, занимаемую им на плате, и снижает уровень шумов. Большинство интегральных сигма-дельта **АЦП** имеют развитые аналоговую и цифровую части, встроенный контроллер. Это позволяет реализовать режимы автоматической установки нуля и самокалибровки полной шкалы, хранить калибровочные коэффициенты и передавать их по запросу внешнего **МПУ**.  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** широко применяют в измерительных устройствах, где требуется большой динамический диапазон при низкой скорости выдачи отсчетов.

В  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** аналоговый сигнал квантуется с низким разрешением на частоте, превышающей максимальную частоту спектра сигнала. Используя методику передискретизации (процесса шумообразования в  $\Sigma - \Delta$  модуляторе) в сочетании с цифровой фильтрацией, можно значительно повысить разрядность. Для снижения эффективной скорости поступления отсчетов на выходе **АЦП** применяется децимация. Однобитовые  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** обладают превосходной дифференциальной и интегральной линейностью благодаря линейности однобитового квантователя. Характерными представителями узкополосных 24-разрядных  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** (для промышленного применения) являются AD7711/14 фирмы ANALOG DEVICES, имеющие последовательный интерфейс и программируемый коэффициент усиления от 1 до 128. Анализируя параметры указанных **АЦП**, следует отметить низкую потребляемую мощность (10 мВт) микросхемы AD7714 при возможности питания от источников напряжения как +5 В, так и +3 В.

Использование многоразрядных  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** в приборах регистрации биопотенциалов позволяет "передвинуть" проблемы конструирования, связанные с буферными усилителями, фильтрами и другими вспомогательными устройствами, в область высоких частот вследствие высокой тактовой частоты (реальной частоты квантования) **АЦП**.  $\Sigma - \Delta$  архитектура допускает снижение требований к аналоговым фильтрам низкой частоты, подавляющим помехи вне рабочей полосы, ограничиваясь в большинстве случаев **RC**-звеном 1-го порядка. В силу принципиальных особенностей (фазовые сдвиги в цепи обратной связи) активные фильтры имеют высокий уровень нелинейных искажений. Кроме того, технологический разброс номиналов пассивных компонентов не позволяет применять в многоканальных системах активные фильтры высоких порядков.

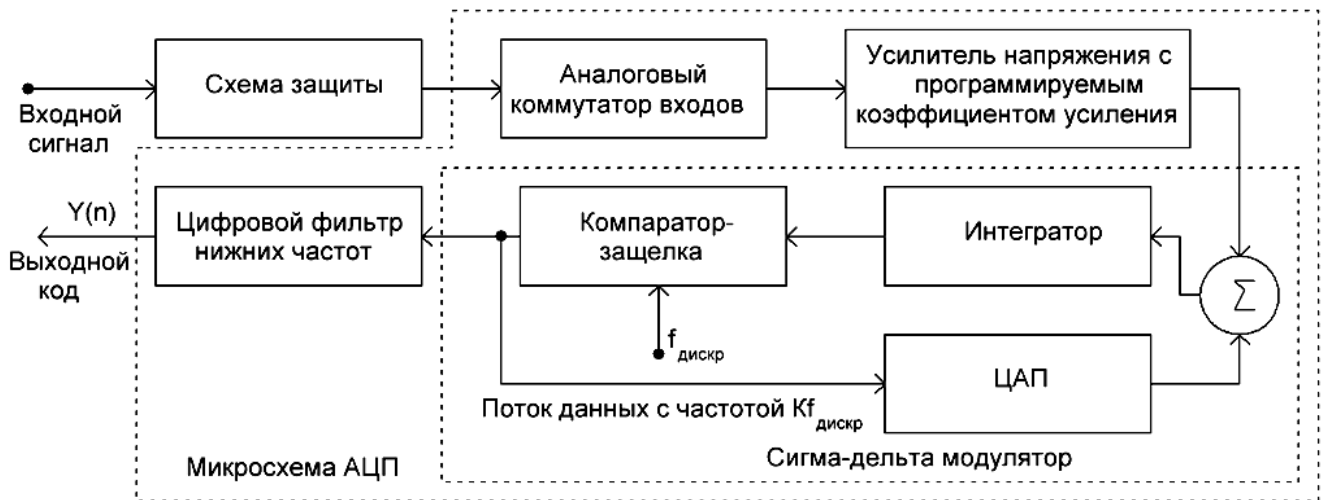
В данном случае обобщенная структура устройств первичной обработки информации применительно к регистратору **ЭКС** будет выглядеть, как показано на рис. 6.4.

Разработанный автономный регистратор **ЭКС** включает в себя МПУ (AT89C55), энергонезависимое запоминающее устройство (DS-1646) и  $\Sigma - \Delta$  **АЦП** (AD7714).

Динамические характеристики  $\Sigma - \Delta$  **АЦП**, в отличие от других типов преобразователей, не ухудшаются в рабочей полосе частот при приближении к частоте Найквиста. Напротив, по мере приближения к верхней частоте среза внутреннего цифрового фильтра можно наблюдать, например, улучшение коэффициента гармоник.

Программируемый коэффициент усиления без ощутимого ухудшения параметров расширяет диапазон исследуемых сигналов, что сильно влияет на точность исследования слабых сигналов. Допустим, коэффициент усиления равен 128, а напряжение максимальной шкалы –  $\pm 2,25$  В. В этом случае входной сигнал с уровнем  $\pm 17,6$  мВ можно собирать практически с тем же разрешением, что и  $\pm 2,25$  В, – как будто к эффективной разрядности добавились дополнительные разряды (чуть меньше 8).

Преимущество дифференциальных входов на плате сбора электрокардиографической информации по сравнению с недифференциальными появляется при подавлении наводимых на соединительные провода электродов синфазных помех, уровень которых может существенно превысить внутренние шумы  $\Sigma - \Delta$  АЦП.



#### 6.4. Структура устройств первичной обработки регистратора ЭКС

Область применения  $\Sigma - \Delta$  АЦП включает в себя телефонию, высококачественное цифровое воспроизведение звука, виброанализ, тензометрические и гидроакустические системы. В последнее время  $\Sigma - \Delta$  АЦП широко используют в ультразвуковой и кардиодиагностике.

В процессе проектирования регистратора ЭКС решался вопрос совместимости платы ввода информации со средствами цифровой обработки. Возможны два пути его решения: размещение на плате сбора данных локального интерфейса для связи с устройствами обработки данных либо непосредственное расположение всех устройств на общей плате. Конечно, наличие на плате ввода дополнительной памяти, микроЭВМ и источников опорного напряжения способствует выгодным экономическим и эксплуатационным показателям, но известно, что импульсные источники питания, микросхемы статической или динамической памяти – мощные источники импульсных помех, легко распространяющихся по цепям питания. Вследствие этого помехи, наводимые на часто применяемые элементы входных фильтров, операционных усилителей и мультиплексоров, оказываются неприемлемо высокими.

Однако в малогабаритных переносных регистраторах ЭКС разнесение платы сбора и устройств обработки информации (разнесение аналоговой и цифровой частей схемы) даже на незначительное расстояние, приводит к резкому понижению надежности устройства. Поэтому для получения компактного высоконадежного устройства регистрации ЭКС все элементы ввода и обработки информации были размещены на одной пе-

чатной плате с использованием  $\Sigma - \Delta$  АЦП. Это позволило отказаться от применения дополнительных входных устройств, относительно сложных инструментальных усилителей для подавления синфазной помехи, схем выборки-хранения и мультиплексора перед входом АЦП, крупногабаритных конденсаторов с малыми токами утечки и других аналоговых устройств. Замена перечисленных устройств одной **СБИС  $\Sigma - \Delta$  АЦП** позволила создать надежный помехоустойчивый прибор, осуществляющий наиболее полную цифровую обработку **ЭКС**.

## **6.2. Проектирование современных средств регистрации биомедицинских сигналов и мониторинга**

Приоритетным направлением информатизации медицины является мониторинг здоровья населения, который представляет собой систему оперативного слежения за состоянием и изменением здоровья населения. Мониторинг – это постоянно совершенствующийся механизм получения разноуровневой информации для получения более точной оценки и прогноза состояния здоровья населения. Автономные медицинские измерительные приборы являются ключевым элементом в системах мониторинга различного типа. В медицинской практике широко используются приборы, предназначенные для контроля деятельности сердечно-сосудистой системы по электрокардиограмме. Это связано с тем, что одной из основных причин смертности людей в трудоспособном возрасте являются сердечно-сосудистые заболевания, которые лидируют среди причин смертности и инвалидизации взрослого населения экономически развитых стран мира и имеют тенденцию к прогрессированию. По данным ВОЗ, продолжительность жизни на 50 % определяется наличием заболеваний органов кровообращения. Этим обусловлена необходимость разработки и совершенствования средств мониторинга для объективной оценки и прогнозирования состояния сердечно-сосудистой системы.

Выделим основные принципы построения современных средств мониторинга биомедицинских сигналов на примере анализа различных подходов к построению кардиографических систем и систем прикроватного мониторинга.

**Структура средств регистрации биомедицинских сигналов и мониторинга.** Качество и потенциальные возможности диагностических систем определяются ещё на этапе сбора данных, в частности, на этапе регистрации биомедицинских сигналов. Этому вопросу необходимо уделить особое внимание при построении диагностических систем. Измерение уменьшает исходную неопределенность оценки значения физической величины до уровня неизбежной остаточной неопределенности, связанной с погрешностью измерения. Таким образом, возможность получения вторичной информации на основе анализа зарегистрированных биоэлектрических сигналов определяется первичным потоком информации, а

следовательно, существует предел выделения диагностически полезной информации. Для дальнейшего совершенствования диагностических методик необходим комплексный подход к совершенствованию аппаратных инструментальных средств первичного сбора данных.

На рис. 6.5 показана обобщённая блок-схема устройств регистрации биосигналов. Полезный сигнал снимается с биообъекта с помощью датчиков, которые выполняют преобразование в электрический сигнал. Далее сигнал усиливается и в общем случае претерпевает аналоговую обработку. Основная обработка информации осуществляется, как правило, средствами **ЦОС**, для чего сигнал оцифровывается с помощью **АЦП**. В зависимости от требуемых вычислительных ресурсов систему строят или на микроконтроллерах (микроконверторах), или на процессорах цифровой обработки сигналов. Как правило, большинство медицинских диагностических приборов являются автономными и функциональными законченными системами. Поэтому в состав устройств входят дополнительные вспомогательные устройства (термопринтеры, интерфейсы записи на карты памяти и т.д.), интерфейс пользователя, а также интерфейс коммуникации с другими системами и/или **ПК**. Большинство классических систем диагностики и мониторинга имеют именно описанную выше структуру.

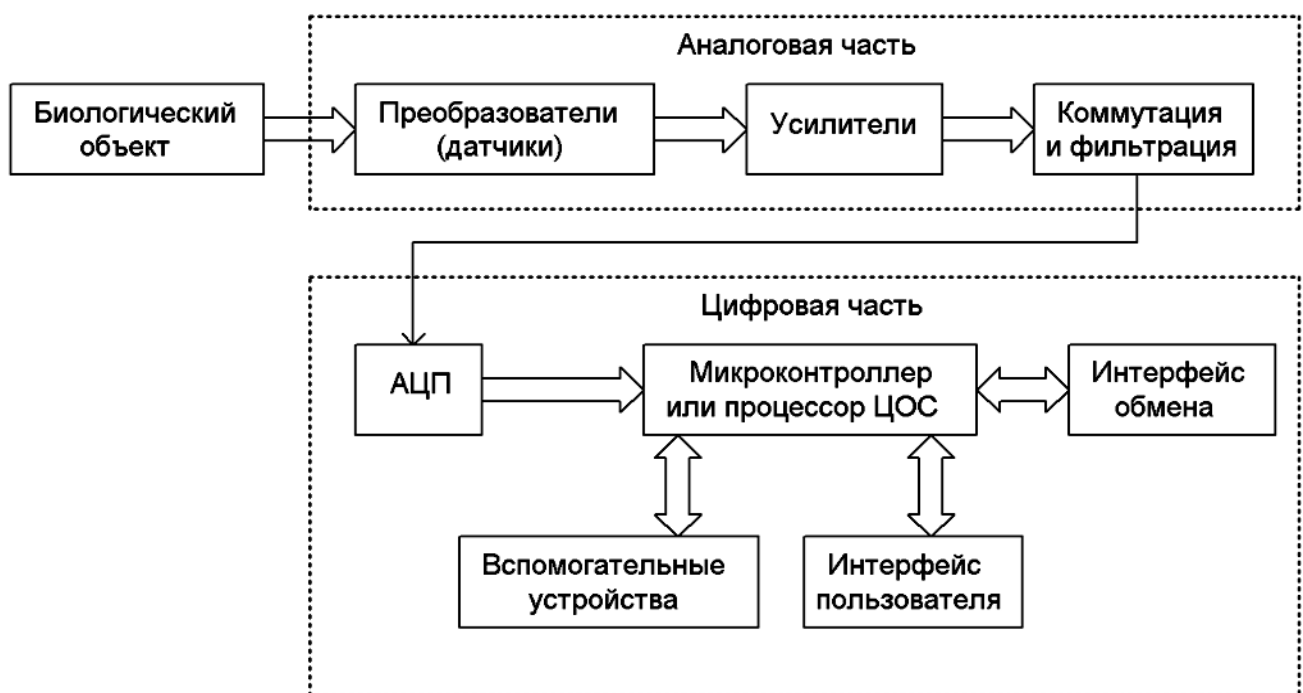


Рис. 6.5. Обобщённая блок-схема устройств регистрации биосигналов

Структура современных средств диагностики и мониторинга должна обеспечивать возможность решения всё более динамически расширяющегося круга задач. При этом следует отметить, что темпы развития современных медицинских методик зачастую превышают скорость смены медицинского оборудования. Таким образом, структура современных средств мониторинга и регистрации биомедицинских сигналов должна

быть гибкой, обеспечивать возможность простого расширения, масштабирования, адаптации под особенности той или иной диагностической методики. Поэтому принципы универсализации и унификации имеют первостепенное значение.

Анализируя структуру построения современных средств лидирующих производителей медицинского оборудования, необходимо отметить такую отличительную особенность построения, как модульность. Модульность подразумевает построение системы из отдельных функциональных (а возможно и конструктивно завершённых) модулей, каждый из которых выполняет довольно узкую задачу сбора данных, обработки, анализа, а также ряд системных и сервисных функций. Такой подход позволяет легко конфигурировать систему под нужды пользователя.

Однако следует отметить, что основным недостатком данного подхода является некая избыточность в построении системы в целом, которая влечёт за собой увеличение стоимости и габаритов. Этот недостаток компенсируется целым рядом преимуществ, которые проявляются как на стадии разработки системы, так и на стадии производства и эксплуатации. Модульность позволяет разделить процесс разработки на несколько направлений. Необходимо учитывать значительно меньшее число влияющих друг на друга факторов, тогда и требования к отдельному модулю значительно упрощаются. На этапе производства модульность обеспечивает независимость циклов изготовления и наладки, а также тестирования отдельных модулей. При эксплуатации модульной системы принципиально возможно изменение конфигурации целостной системы без вмешательства высококвалифицированных специалистов путем изменения её состава, тем самым обеспечиваются лёгкая модернизация и адаптация к требованиям современных диагностических методик.

Структура модульной системы показана на рис. 6.6. Модульное построение системы также позволяет решить целый ряд технических проблем. Например, согласно требованиям электробезопасности необходимо обеспечить гальваническую развязку на достаточно высокое напряжение порядка 4 кВ (точное значение зависит от класса аппаратуры и методики применения). Построение конструктивно завершённых модулей с гальванически развязанным интерфейсом передачи данных позволяет эффективно решать подобные задачи.

В силу необходимости сокращения времени разработки новых средств мониторинга и диагностики, снижения затрат на всех этапах их жизненного цикла и в связи с повышением интеллекта подобных систем функциональная нагрузка перекладывается на программное обеспечение. С помощью аппаратуры выполняются лишь операции низкого уровня. Преимущества такого подхода очевидны как для разработчика, так и для пользователя, который получает возможность последующей функциональной модернизации изделия без замены аппаратной части. Технологи-

ческий цикл разработки и эксплуатации таких систем требует новых подходов, отвечающих новым потребностям.

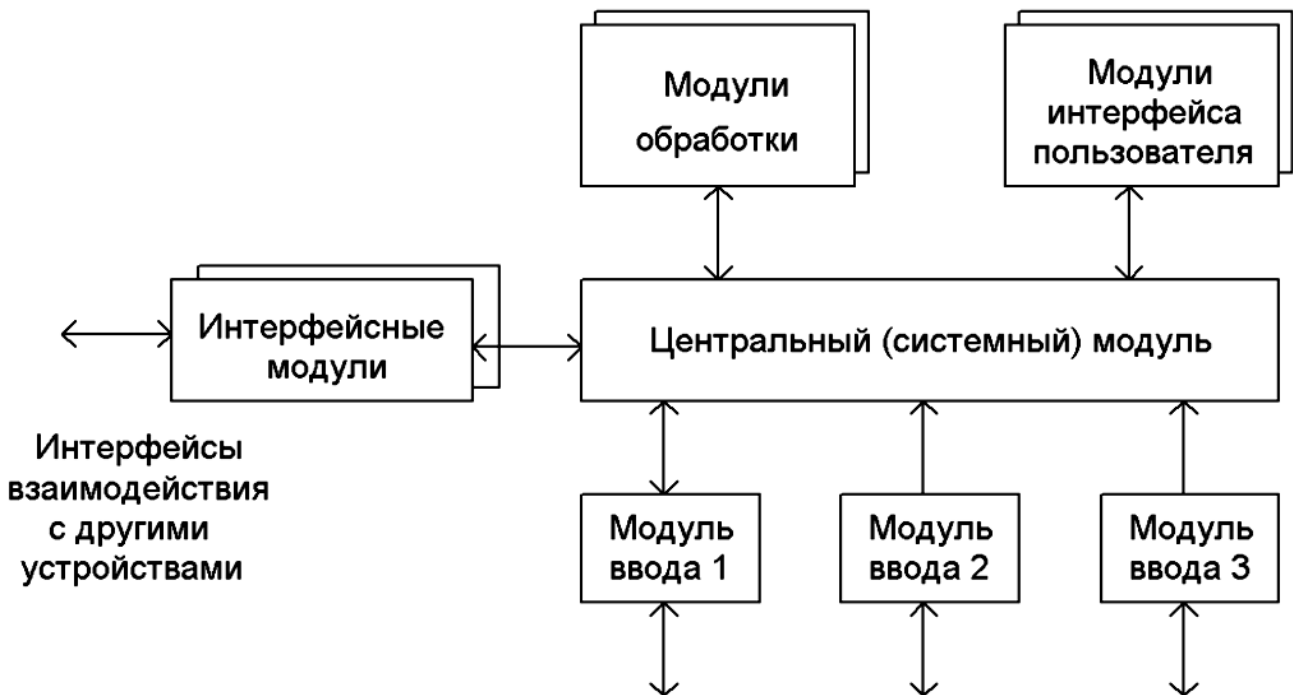


Рис. 6.6. Структура модульной системы мониторинга

На рис. 6.7 приведена структурная схема модуля ввода электрокардиосигнала. Данный блок является примером модуля ввода системы мониторинга. Первичные **ЭКГ** потенциалы регистрируются с поверхности кожного покрова пациента согласно выбранной системе отведений. Электроды подключаются экранированным кабелем к входам модуля. Экранированный кабель используется для уменьшения влияния внешних шумов и наводок, связанных с работой различной аппаратуры. При этом следует отметить, что кабель отведений может содержать ограничительные резисторы с сопротивлением 10 ... 15 кОм, однако в таком случае исключается возможность использования этих же электродов для регистрации характеристик цикла дыхания. Блок входных усилителей формирует соответствующие аналоговые электрические сигналы отведений **ЭКГ** (биполярных и униполярных), а также выполняют первичную аналоговую фильтрацию (**ФНЧ** с частотой среза ниже частоты Найквиста, **ФВЧ** для уменьшения дрейфа изолинии). Следует отметить, что в данном блоке используются аналоговые фильтры невысоких порядков (1-го и 2-го порядка) без жёстких требований к коэффициенту в полосе задерживания. Однако к этим фильтрам предъявляются жёсткие требования внесения минимально возможных искажений и шумов в сигнал **ЭКГ**. Входы модуля имеют встроенную защиту от статических разрядов и воздействия дефибриллятора. Защитные цепи построены на основе параметрических ограничителей на входах. Усиленный аналоговый сигнал поступает на входы сигма-дельта **АЦП**. Контроллер аналоговой части участвует в процессе сбора данных с

**АЦП** и передачи их через гальванические развязки в процессор цифровой обработки сигналов, а также управляет ключами аналоговой части.

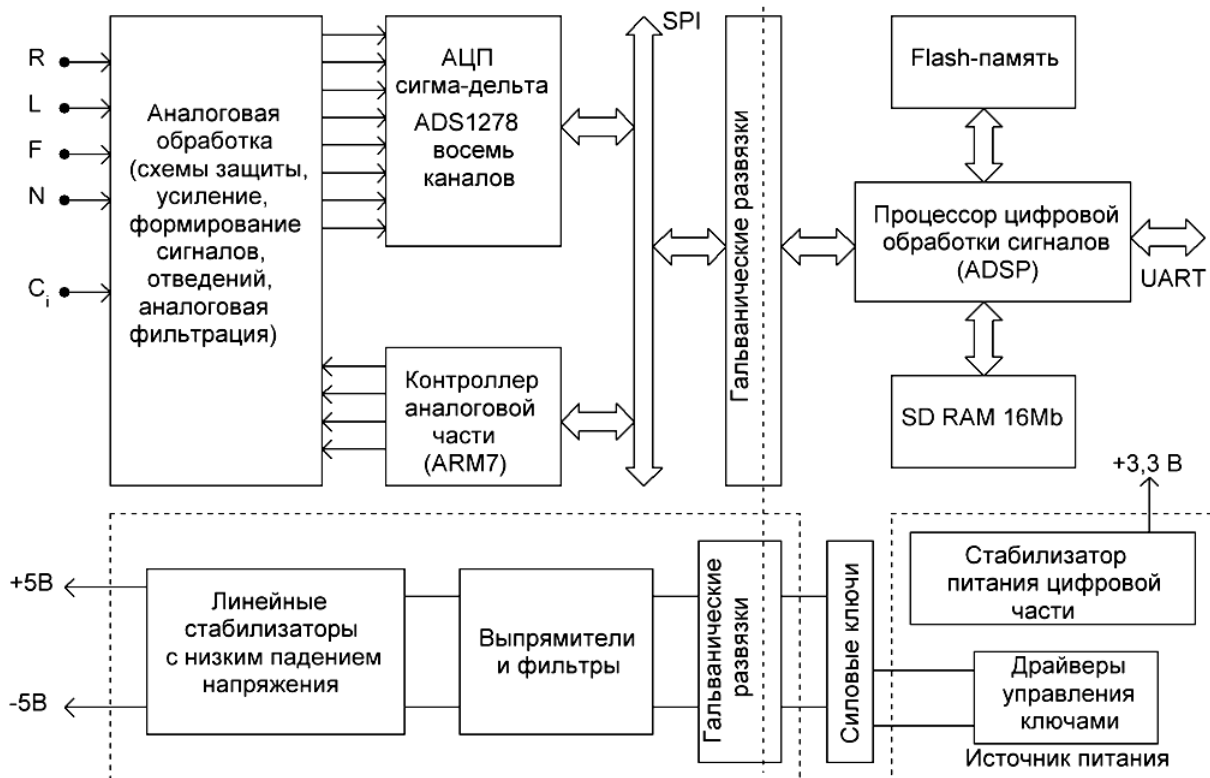


Рис. 6.7. Структурная схема модуля ввода электрокардиосигнала

Цифровая обработка сигналов (**ЦОС**) является базовым принципом для разработки функциональной структуры современных многоканальных диагностических систем. Качество **ЦОС** в значительной мере определяется качеством аналого-цифрового преобразования, которое, в свою очередь, зависит от качества выделения электрического сигнала. Для выделения электрического сигнала обычно используют различного рода преобразователи, а также ряд специфичных усилителей-формирователей (в частности, построенных на основе инструментальных усилителей) и аналоговую фильтрацию.

Современная компонентная база предоставляет широкий выбор ИС **АЦП**. На рис. 6.8. приведены наиболее применяемые типы **АЦП** в зависимости от требуемой разрядности преобразовании и частоты дискретизации.

Наиболее используемым в настоящее время является класс **АЦП** последовательного приближения, применение которых лежит в области широкого круга задач, не требующих высокой разрядности (до 16 - 17 бит) и оцифровывания высокочастотных сигналов. Среди лидирующих фирм производителей **АЦП** следует отметить компании Analog Devices, Texas Instruments, Linear Technology. Фирма Analog Devices выпустила новую ИС AD7680, которая представляет собой 16-разрядный **АЦП** последователь-

ного приближения с 15-разрядным кодом без пропусков в корпусе **SOT-23** с шестью выводами. Это первый промышленный 16-разрядный **АЦП** последовательного приближения в этом малогабаритном корпусе. Обладая высокой пропускной способностью (100000 циклов/с) и используя передовые методы разработки для достижения низкого уровня рассеивания мощности (обычно 3 мВт при 3 В и 15 мВт при 5 В), этот преобразователь является новейшим пополнением семейства 16-разрядных **АЦП** последовательного приближения PulSAR™, выпускаемого фирмой Analog Devices Inc. (ADI). **АЦП** параллельного и конвейерного типа используют при решении узкого класса задач в области сбора биомедицинских сигналов, таких, как **УЗ** сканеры, оцифровка видеоизображений, рентгеновской технике и т.д.

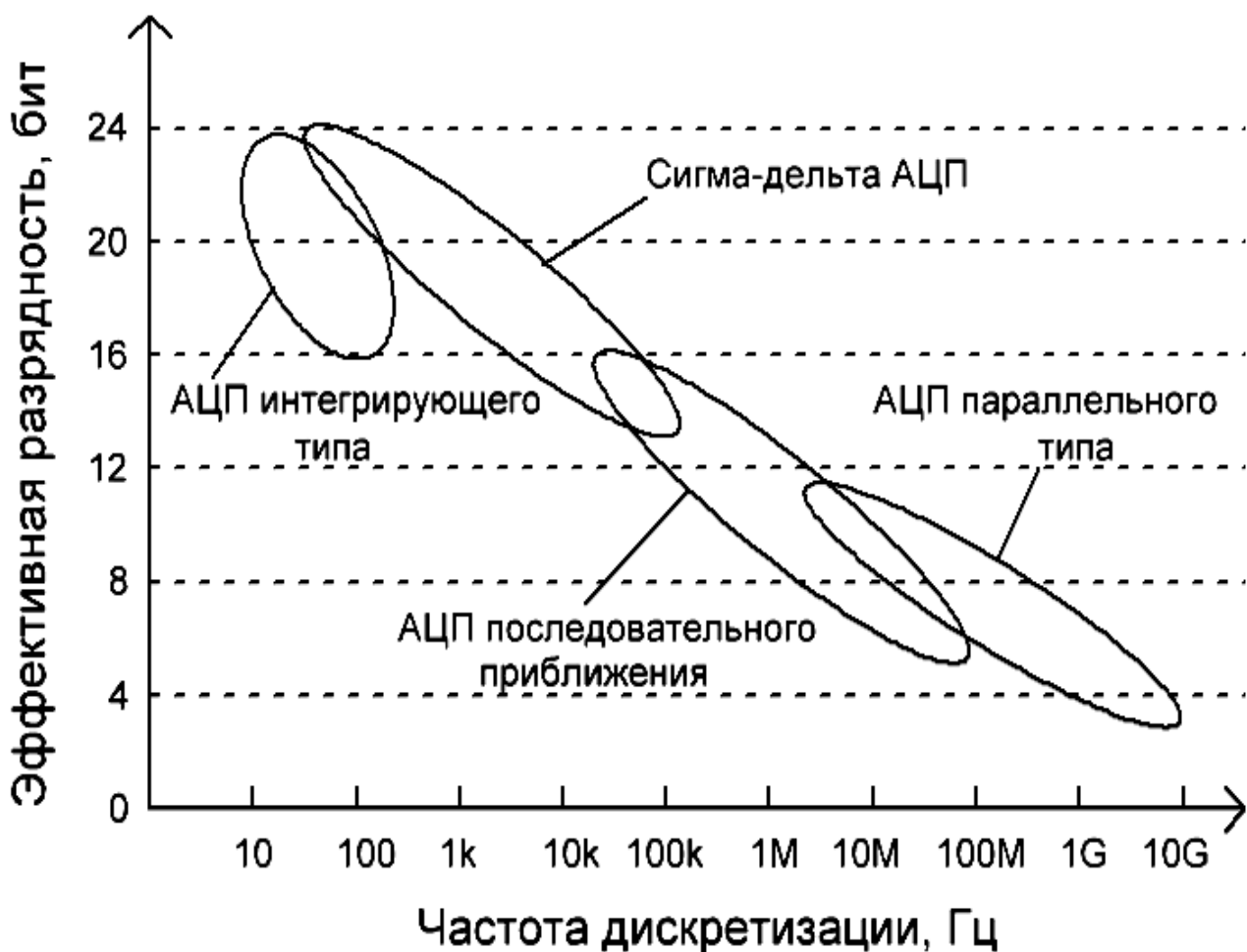


Рис. 6.8. Применяемость различных типов **АЦП** в зависимости от эффективной разрядности и частоты дискретизации

С развитием технологии производства сверхбольших интегральных схем появилась доступная элементная база, реализующая принцип сигма-дельта аналого-цифрового преобразования в одной микросхеме. Сигма-дельта **АЦП** обладает высоким разрешением (более 14 разрядов). Технология сигма-дельта **АЦП** базируется на принципах цифровой фильтрации

сигналов, что позволяет снизить требования к аналоговой фильтрации сигналов и значительно упростить аналоговую аппаратную часть системы.

На рис. 6.9 приведена структура аналогового тракта на основе **АЦП** последовательного приближения. В связи с требованиями по электробезопасности и электрозащите согласно стандарту International Standard IEC/EN 601 входы защищены от разрядов электродифибриллятора. Как правило, информационные входные измеряемые сигналы являются дифференциальными. Поэтому при разработке и конструировании следует уделять особенное внимание симметричности входных цепей. Информационный сигнал, как правило, формируется инструментальным усилителем. На структурной схеме показан инструментальный усилитель AD8220 фирмы Analog Devices. В многоканальных **ЭКГ** мониторах используются входные усилители с высокими характеристиками и минимальными размерами. Усилитель AD8220 выпускается в корпусе 8-MSOP. Его размеры вдвое меньше размеров ближайших аналогов. **Rail-to-rail** выход обеспечивает максимальный коэффициент усиления при однополярном напряжении питания. Усилитель имеет малую потребляемую мощность при одно- и двухполярном напряжении питания.

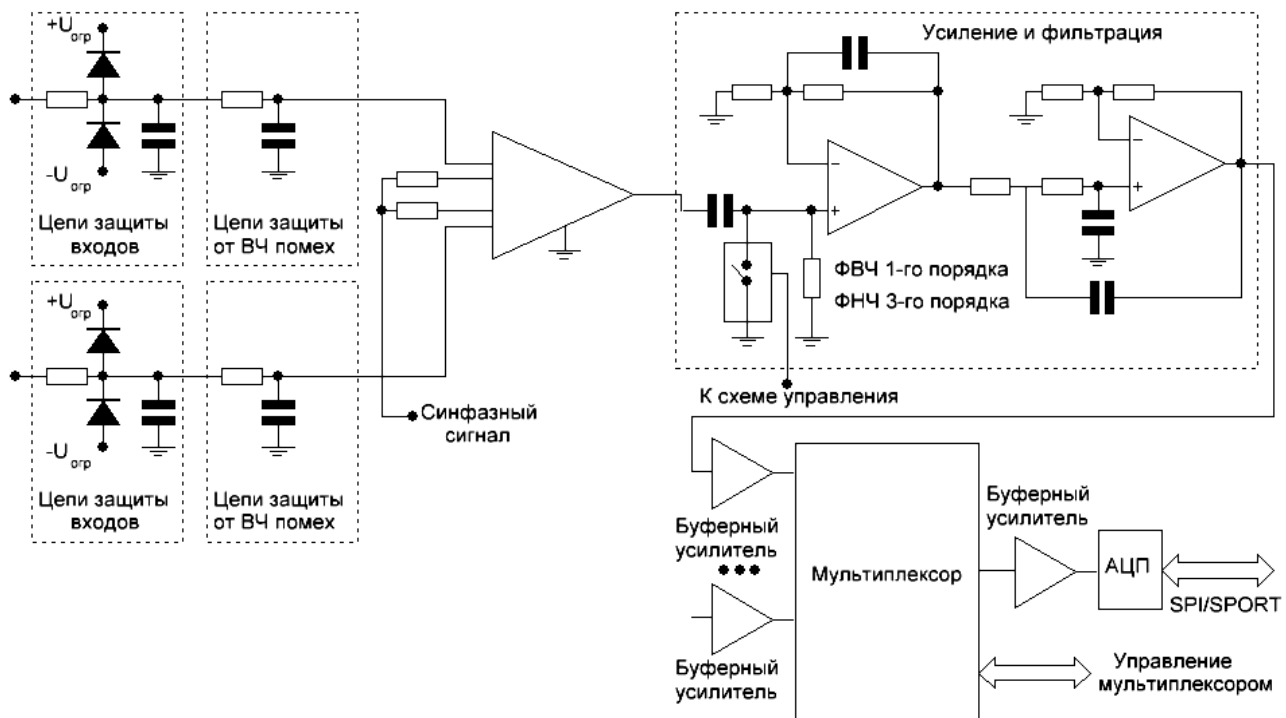


Рис. 6.9. Структура аналогового тракта на основе **АЦП** последовательного приближения

Использование многоразрядных  **$\Sigma$ - $\Delta$  АЦП** в приборах регистрации биопотенциалов позволяет «передвинуть» проблемы конструирования, связанные с буферными усилителями, фильтрами и другими вспомогательными устройствами, в область высоких частот вследствие высокой тактовой частоты (реальной частоты квантования) **АЦП**.  **$\Sigma$ - $\Delta$**  архитектура допускает снижение требований к аналоговым фильтрам низкой частоты,

подавляющим помехи вне рабочей полосы, в большинстве случаев ограничиваясь **RC**-звеном 1-го порядка. Активные фильтры высоких порядков из-за нелинейности фазо-частотных характеристик вносят большой уровень фазовых искажений в сигнал, искажая форму сигнала, что может привести к ошибкам при диагностике. Кроме того, технологический разброс номиналов пассивных компонентов не позволяет применять в многоканальных системах активные фильтры высоких порядков. На примере **ИС** сигма-дельта **АЦП** AD7731 фирмы Analog Devices видно, что сигма-дельта **АЦП** являются достаточно функциональным компонентом системы сбора данных. На кристалле выполнены тактовый генератор, мультиплексор, усилитель с программируемым коэффициентом усиления, собственно сигма-дельта модулятор, цифровой фильтр, цифровой фильтр 2-й ступени, цифровая интерфейсная часть.

Обобщённая структура аналогового тракта на основе сигма-дельта **АЦП** показана на рис. 6.10.

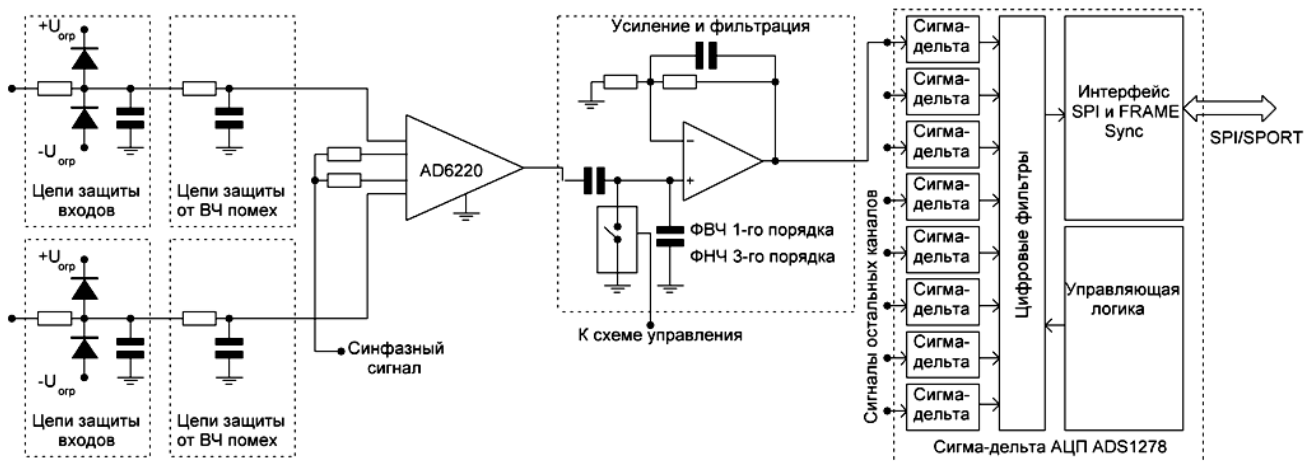


Рис. 6.10. Структура аналогового тракта на основе сигма-дельта **АЦП**

Она имеет ряд принципиальных отличий от систем, построенных на базе **АЦП** последовательного приближения. Прежде всего следует отметить тот факт, что метод последовательного опроса каналов не находит широкого применения при использовании сигма-дельта **АЦП** из-за достаточно большого промежутка времени, требуемого для получения корректных данных на выходе **АЦП** после скачкообразного изменения сигнала на входе при переключении мультиплексора. Следовательно, при построении многоканальных систем сбора биомедицинских сигналов (каковыми являются большинство медицинских диагностических систем) приходится применять многоканальные сигма-дельта **АЦП** и/или использовать несколько синхронизированных **ИС АЦП**. Одним из передовых решений является **ИС** AD1278 фирмы Texas Instruments. **ИС** включает в себя восемь независимых каналов, реализованных на той же базе, что и одноканального **АЦП** AD1271, восемь цифровых фильтров, интерфейс SPI и Frame Sync, а также управляющую логику. Разрядность сигма-дельта **АЦП** –

24 бита, а частота дискретизации выходных отсчётов – до 128 кГц, при этом все каналы могут работать одновременно. В данном случае легко решается проблема синхронизации выборок по большому числу каналов, а также синхронизации работы нескольких **ИС** при необходимости с помощью вывода **SYNC**. Сигма-дельта модулятор 6-го порядка, стабилизированный входом с переключающимися конденсаторами, позволяет получить низкий уровень шумов (8,5 мкВ) и дрейфа (0,8 мкВ/°С).

Высокие показатели линейности, прекрасное подавление помех и артефактов наложения с помощью встроенных фильтров, принцип дискретизации, не требующий применения схем выборки-хранения, выдвигают на передовые позиции разработки аппаратно-программных комплексов на основе  **$\Sigma$ - $\Delta$**  преобразователей.

Таким образом, наиболее распространённым и оправданным в системах мониторинга является применение современных **АЦП** последовательного приближения с интегрированным мультиплексором. Перспективным является применение многоканальных **ИС** сигма-дельта **АЦП** в системах диагностики и мониторинга с расширенными диагностическими возможностями, при этом аналоговая обработка значительно упрощается и может быть реализована на двух-трех **ИС** [10-11].

Средства сбора данных являются определяющим фактором, который потенциально ограничивает возможности диагностической системы в целом.

Модульная структура современных средств диагностики и мониторинга позволяет значительно ускорить процесс разработки целостной системы благодаря разделению процесса разработки, даёт возможность легко адаптировать конфигурацию системы, изменяя набор модулей, а также улучшить характеристики отдельных каналов системы в результате уменьшения взаимного влияния.

Комплексный подход к проектированию средств мониторинга и биомедицинских сигналов позволяет значительно упростить аппаратное обеспечение системы и улучшить её характеристики в целом путем оптимального распределения задач между аппаратными и программными средствами.

### **6.3. Обоснование структуры входных цепей электрокардиографа**

Входные цепи **ЭКГ** должны усиливать довольно слабый сигнал в диапазоне напряжений 0,5 ... 5 мВ в сочетании с постоянной составляющей величиной до  $\pm 300$  мВ, которая возникает при контакте электрода с кожей, плюс синфазная составляющая величиной до 1 В между электродами и общим проводом. Полоса частот, подлежащая обработке и анализу, составляет от 0,05 до 100 Гц.

В кардиографе используются следующие отведения.

### 1. Отведения по Эйнтховену:

$$\begin{aligned} I &= L - R; \\ II &= -R + F; \\ III &= -L + F = II - I, \end{aligned}$$

где  $L, R, F$  – потенциалы левой и правой рук и левой ноги соответственно.

### 2. Усиленные отведения по Гольдбергеру:

$$\begin{aligned} aVR &= R - \frac{L + F}{2} = -II + \frac{III}{2}; \\ aVL &= L - \frac{R + F}{2} = -III + \frac{II}{2}; \\ aVF &= F - \frac{R + L}{2} = \frac{II + III}{2}. \end{aligned} \quad (6.1)$$

### 3. Грудные отведения по Вильсону:

$$V_i = C_i - \frac{(R + L + F)}{3}, \quad (6.2)$$

где  $C_i$  – точка на поверхности грудной клетки,  $i = 1 \dots 6$ .

Таким образом, вместо непосредственного снятия усиленных отведений и III отведения Эйнтховена можно восстановить их программным способом, выразив через I и II отведения Эйнтховена.

На рис. 6.11 представлена типовая структура одноканального ЭКГ.

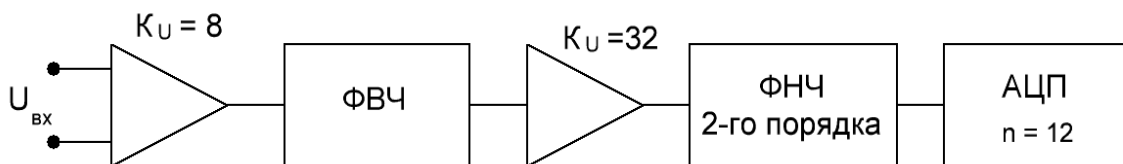


Рис. 6.11. Типовая структура одноканального ЭКГ с АЦП низкого разрешения

Использование современных высокопроизводительных многоканальных сигма-дельта АЦП высокого разрешения с быстрым переключением каналов позволяет существенно упростить схемотехнику измерительных каналов ЭКГ. Полученная структура представлена на рис. 6.12.

Учитывая уменьшение непосредственно снимаемых отведений с 12 до 8 путем восстановления четырех каналов программно, а также используя высокопроизводительный сигма-дельта АЦП высокого разрешения, можно получить структуру входных цепей 12-канального ЭКГ (рис. 6.13).

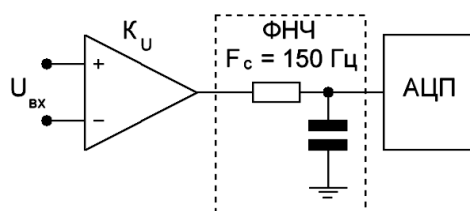


Рис. 6.12. Структура измерительного канала ЭКГ с сигма-дельта АЦП

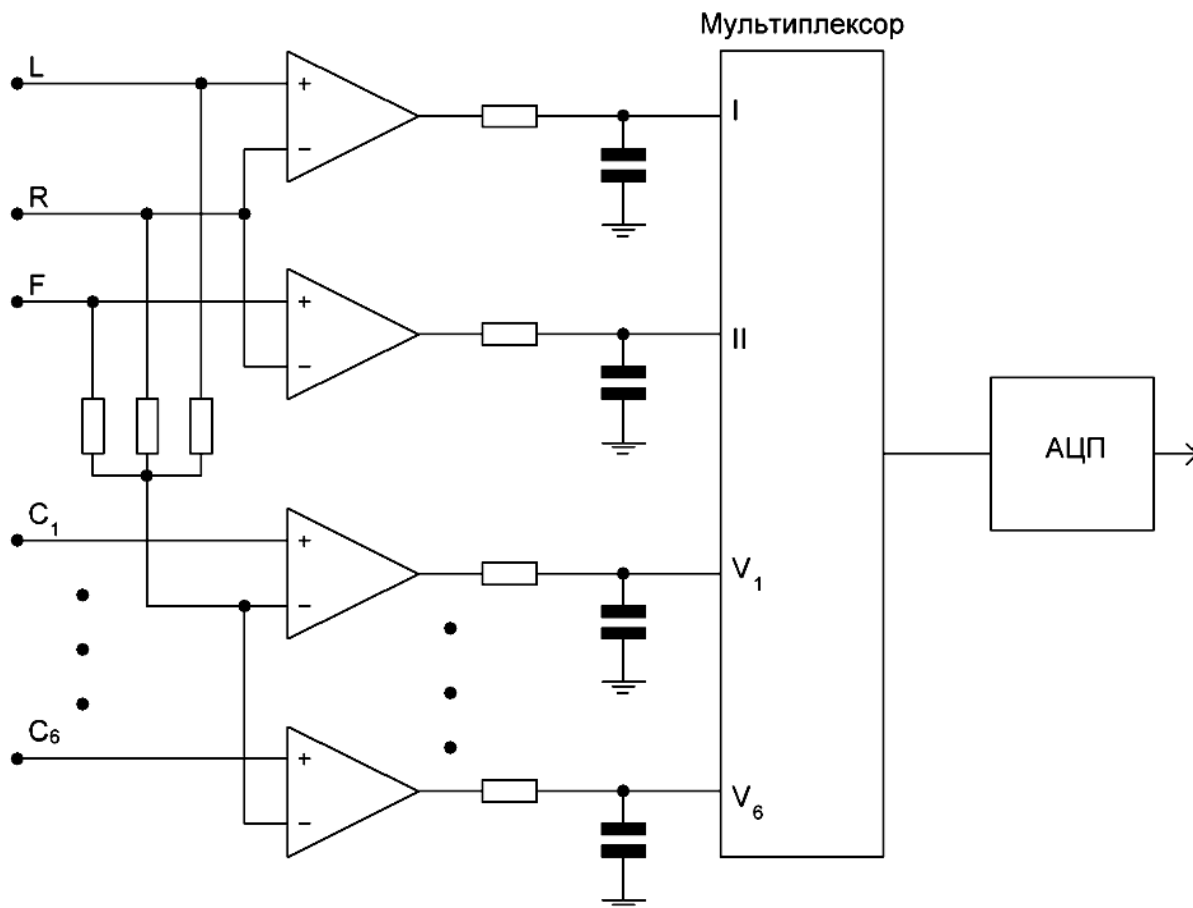


Рис. 6.13. Предлагаемая структура входных цепей 12-канального ЭКГ

Предложенная структура входных цепей 12-канального ЭКГ благодаря использованию высокопроизводительного многоканального сигма-дельта АЦП высокого разрешения характеризуется достаточно простой схемотехникой. Кроме того, обеспечивается одновременное снятие всех 12 стандартных отведений, что является залогом получения наиболее достоверных и полных диагностических данных о состоянии пациента.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

В современной клинике используется большое количество приборов для проведения диагностики. Создание любой компьютерной диагностической системы порождает целый ряд проблем, связанных с правильным построением аппаратуры, с созданием эффективного программного обеспечения, особенностями эксплуатации оборудования. Однако основные вопросы при проектировании всегда касаются обоснования выбора адекватных физиологических моделей, принятия методов регистрации и обработки биоэлектрических сигналов. Особое внимание следует уделять построению аппаратных средств системы. Это прежде всего использование современных схемных решений при разработке мал шумящих усилителей биопотенциалов с хорошим подавлением синфазных помех и применение прецизионных аналого-цифровых преобразователей. Знание этих проблем позволяет принимать обоснованные технические решения на этапе постановки задачи проектирования и является гарантией успешной реализации проекта в целом.

В пособии изложены основные сведения по построению высокоэффективных усилителей биопотенциалов и аналого-цифровых преобразователей. Понятно, что ограниченный объем не позволил авторам затронуть многие аспекты проблемы. Однако большой библиографический указатель поможет читателю в самостоятельном изучении проблемы.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- Автономный регистратор ритма сердечных сокращений [Текст] / Ю. С. Балашов, В. А. Козьмин, Н. И. Перепелица, А. В. Поляков // Современные технологии автоматизации. – 1998. – № 2. – С. 74 – 76.
- Балашов, Ю. С. Регистратор в системе дистанционного мониторинга электрокардиограмм [Текст] / Ю. С. Балашов, Д. В. Козлов, А. В. Поляков // Элементы и устройства микроэлектронной аппаратуры. – 2001. – С. 118 – 127.
- Балашов, Ю. С. Многофункциональный программируемый прибор регистрации электрокардиосигнала [Текст] / Ю. С. Балашов, Д. В. Козлов // Радиолокация, навигация, связь: материалы 8-й Междунар. науч.-техн. конф. 23-25 апреля 2002 г.– Воронеж, 2002. – Т.1.– С. 667 – 671.
- Гнатек, Ю. Р. Справочник по цифро-аналоговым и аналого-цифровым преобразователям [Текст] / Ю. Р. Гнатек. – М.: Радио и связь, 1982. – 552 с.
- Приборы для измерения биоэлектрических потенциалов сердца. Общие технические требования и методы испытаний. ГОСТ 19687-94.– М.: Изд-во стандартов. – 1994. – 19 с.
- Гордейчук, А. П. Миниатюрный анализатор ритма сердца [Текст] / А. П. Гордейчук // Биотехнические системы в XXI веке: материалы конф. – СПб, 2004. – С. 223–231.
- Зайченко, К. В. Съём и обработка биоэлектрических сигналов [Текст] / К. В. Зайченко. – СПб.: ГУАП, 2001. – 140 с.
- Медицинский мониторинг ЭКГ высокого разрешения [Текст] / Е. С. Карплюк, Д. А. Мулькин, Н. Г. Иванушкина и др.// Электроника и связь. – 2007. – Ч. 2. – С. 72 – 77.
- Шлыков, Г. П. Измерение параметров интегральных ЦАП и АЦП [Текст] / Г. П. Шлыков. – М.: Радио и связь, 1985. – 128 с.
- Федорков, Б. В. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение [Текст] / Б. В. Федорков, В. А. Телец. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

1. БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОДЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ.....	3
1.1. Классификация биоэлектрических электродов .....	3
1.2. Двухфазные электроды.....	4
1.3. Трехфазные электроды.....	8
1.4. Слабополяризующиеся электроды .....	9
2. ПОМЕХИ И ИСКАЖЕНИЯ ПРИ СЪЕМЕ БИОПОТЕНЦИАЛОВ.....	10
2.1. Виды помех при съеме биопотенциалов.....	10
2.2. Собственные шумы электронных приборов .....	12
2.3. Влияние линейных искажений .....	18
3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ .....	20
3.1. Назначение и особенности усилителей биопотенциалов .....	20
3.2. Дифференциальный усилитель на основе биполярных транзисторов.....	22
3.3. Дифференциальный усилитель на основе биполярных транзисторов в режиме большого сигнала .....	25
3.4. Дифференциальный усилитель на основе полевых транзисторов..	26
3.5. Дифференциальный усилитель с одним ОУ .....	28
3.6. Универсальный дифференциальный усилитель с тремя ОУ .....	30
3.7. Многоходовый дифференциальный усилитель.....	31
4. ФИЛЬТРАЦИЯ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.....	33
4.1. Классификация фильтров.....	33
4.2. Меры передачи и параметры фильтров .....	36
4.3. Нормирование и преобразование частоты .....	40
4.4. Фильтры нижних частот.....	41
4.5. Активные фильтры .....	43
4.6. Активные RC-фильтры нижних и верхних частот .....	46
4.7. Активные полосовые RC-фильтры.....	53
5. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ.....	56

5.1. Общие сведения о свойствах ЦАП и АЦП .....	57
5.2. ЦАП с двоично взвешенными резисторами .....	59
5.3. ЦАП с резисторной матрицей R–2R, суммирующей токи .....	60
5.4. АЦП последовательного счета .....	62
5.5. Времяимпульсный АЦП.....	63
5.6. Кодоимпульсный АЦП .....	65
5.7. АЦП двойного интегрирования .....	68
5.8. Параметры АЦП и ЦАП .....	69
<b>6. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В ПРИБОРАХ РЕГИСТРАЦИИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ .....</b>	<b>72</b>
6.1. Варианты использования АЦП в приборах регистрации биосигналов .....	72
6.2. Проектирование современных средств регистрации биомедицинских сигналов и мониторинга.....	81
6.3. Обоснование структуры входных цепей электрокардиографа .....	89
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>92</b>
<b>БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....</b>	<b>93</b>

Навчальне видання

**Краснов Леонід Олександрович  
Олійник Володимир Петрович**

**АПАРАТНА РЕЄСТРАЦІЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ БІОПОТЕНЦІАЛІВ.  
БІОМЕДИЧНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ**

(Російською мовою)

Редактор Т. В. Савченко

Зв. план, 2014

Підписано до друку 14.03.2014

Формат 60x84 1/16. Папір офс. № 2. Офс. друк

Ум. друк. арк. 5.5. Обл.-вид. арк. 6. Наклад 75 пр. Замовлення 96.

Ціна вільна

---

Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського

«Харківський авіаційний інститут»

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

<http://www.khai.edu>

Видавничий центр «ХАІ»

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

[izdat@khai.edu](mailto:izdat@khai.edu)

Свідоцтво про внесення суб`єкта видавничої справи до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції сер. ДК № 391 від 30.02.2001