

































































































































## Фотодиодный режим

В фотодиодном режиме на  $p$ - $n$  переход подается запирающее напряжение. Здесь обратный ток зависит от освещенности. Темновой ток в большинстве случаев составляет несколько наноампер. Световой ток, в зависимости от типа прибора, находится в диапазоне от нескольких микроампер до нескольких миллиампер. Основное преимущество этого режима заключается в высокой граничной частоте, поэтому он применяется, прежде всего, для передачи быстрых последовательностей импульсов.

Схема, показанная на рис. 6.15, работает аналогично предыдущей (см. рис. 6.14). Обратный ток, протекающий через диод, подается на операционный усилитель. Поскольку потенциал инвертирующего входа должен оставаться нулевым, напряжение  $U_a$  изменится таким образом, чтобы ток протекал через  $R_1$ . Поэтому выходное напряжение будет пропорционально обратному току через диод.

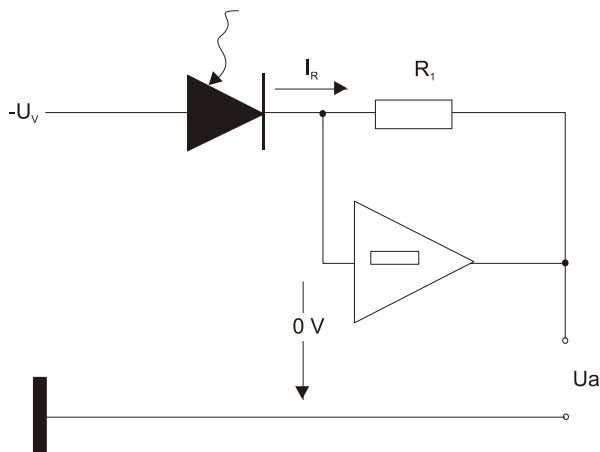


Рис. 6.15. Принципиальная схема включения фотодиода в фотодиодном режиме

### ЗАМЕЧАНИЕ

Из двух только что приведенных примеров очевидно, что токи здесь очень малы. Для количественных измерений это требует тщательно продуманной схемы усилителя, который должен находиться в непосредственной близости от фотодиода. При этом следует помнить, что сопротивление между двумя соединительными проводниками печатных плат составляет "всего лишь" несколько сотен мегаом.

## 6.4.4. Солнечные элементы и батареи

Ячейки солнечных элементов устроены так же, как и фотодиоды. Благодаря соответствующей конструкции достигаются большие активные площади, так что снимаемые токи выше, чем у фотодиодов. Следует подчеркнуть, что ток короткого

замыкания линейно зависит от освещенности [6.7]. Из-за больших размеров (и, следовательно, емкостей) получаются очень плохие временные характеристики. Солнечные батареи представляют собой фотоэлементы специального типа, оптимизированные для преобразования солнечного света в электричество.

### 6.4.5. Фототранзистор

В фототранзисторах свободные носители заряда в базе управляют током на участке "база–эмиттер". При этом ток базы возникает благодаря воздействию света на обратно смещенный  $p$ - $n$ -переход "база–коллектор". Ток коллектора по сравнению с фототоком оказывается выше, т. е. фототранзистор действует как усилитель.

Фототранзистор выдает выходные токи, гораздо более удобные для дальнейшей обработки. К его недостаткам можно отнести сильную нелинейность, так что количественная оценка токов почти невозможна, а также худшие динамические характеристики по сравнению с фотодиодом. Время переключения фотодиода по сравнению с фототранзистором в 1000 раз меньше, поэтому фототранзисторы пригодны для передачи сигналов с частотой не более нескольких килогерц.

Простая схема включения фототранзистора приведена на рис. 6.16. Операционный усилитель функционирует при этом как пороговое устройство, так что  $U_a$  принимает только значения  $U_s$  или 0. С помощью потенциометра R1 устанавливается значение порога срабатывания, а с помощью R2 — гистерезис.

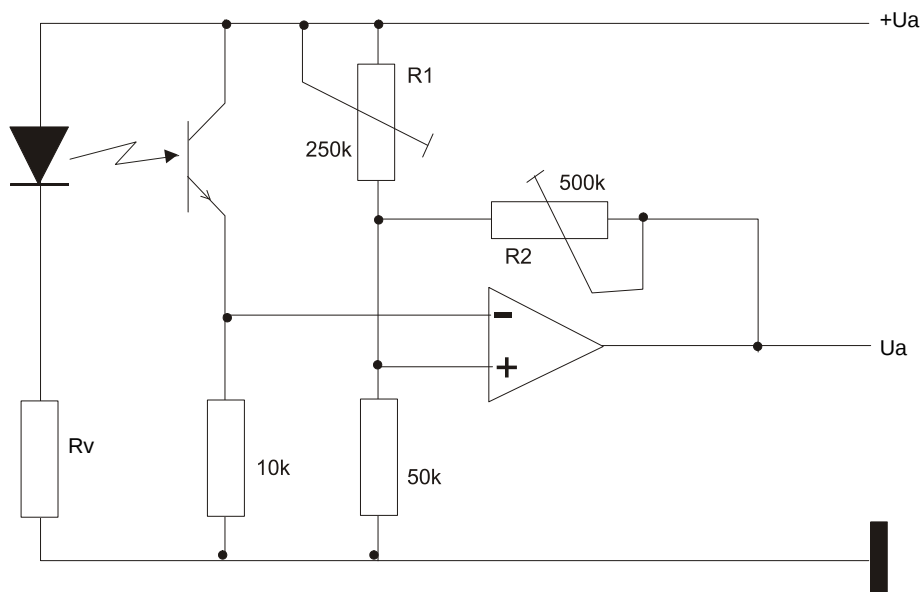
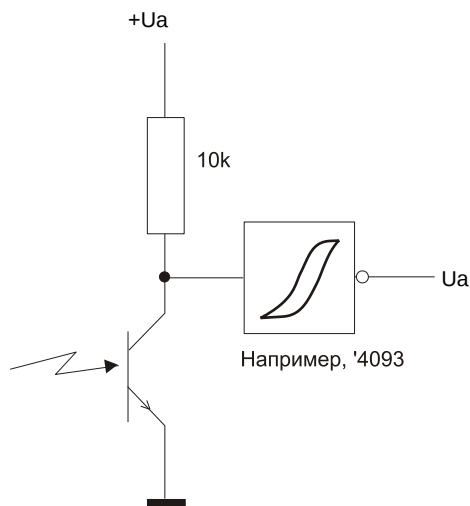


Рис. 6.16. Фототранзистор с пороговой схемой на ОУ [6.7]



**Рис. 6.17.** Фототранзистор, подключенный к цифровому устройству

Если не нужна высокая точность срабатывания при заданном уровне освещенности, то фототранзистор можно непосредственно подключить к цифровым элементам (рис. 6.17).

Так как темновой ток пренебрежимо мал, в данном случае целесообразно применить управление по "массе", хотя при использовании интегральных микросхем КМОП аналогичного результата можно достигнуть за счет максимально высокого сопротивления. Впрочем, схема управления очень проста, хотя она вряд ли позволит добиться выравнивания порога переключения. Это обеспечивают микросхемы ТСА205 или ТСА345, которые специально спроектированы как пороговые переключатели. Еще одна возможность влияния на порог переключения заключается в использовании фототранзисторов, снабженных выводом базы. При этом можно, как и в случае с обычным транзистором, устанавливать рабочую точку, подавая смещение на базу. Указанные меры позволяют в ограниченной области ступенчато регулировать чувствительность.

## 6.5. Магнитные поля

Измерение магнитных полей осуществляется с помощью эффекта Холла. За счет действия магнитных полей электроны в проводнике, через который протекает электрический ток, перемещаются на его внешние поверхности. В полупроводниках эта разность потенциалов (напряжение Холла) может достигать 1 В, и она в широком диапазоне значений пропорциональна напряженности магнитного поля.

Существуют интегральные микросхемы, работающие по этому принципу, которые, тем не менее, в основном проектируются как цифровые датчики. Кроме элемента Холла они содержат еще триггер для согласования уровней напряжения (рис. 6.18).

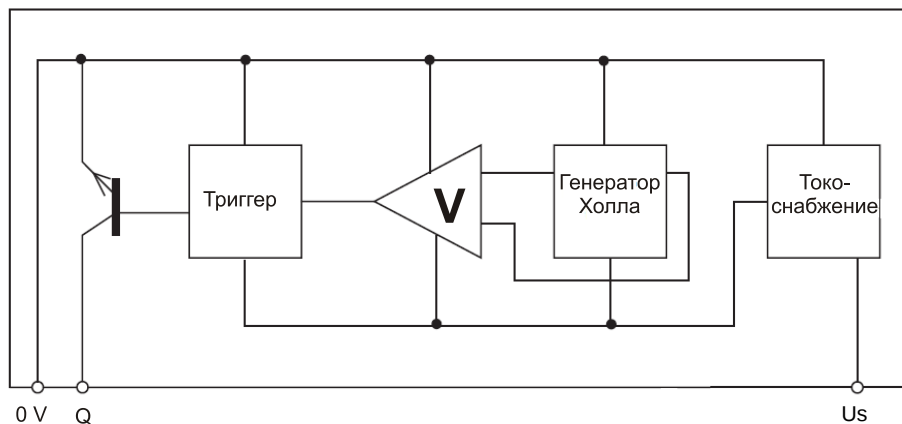


Рис. 6.18. Внутренняя структура интегральной микросхемы-датчика на эффекте Холла

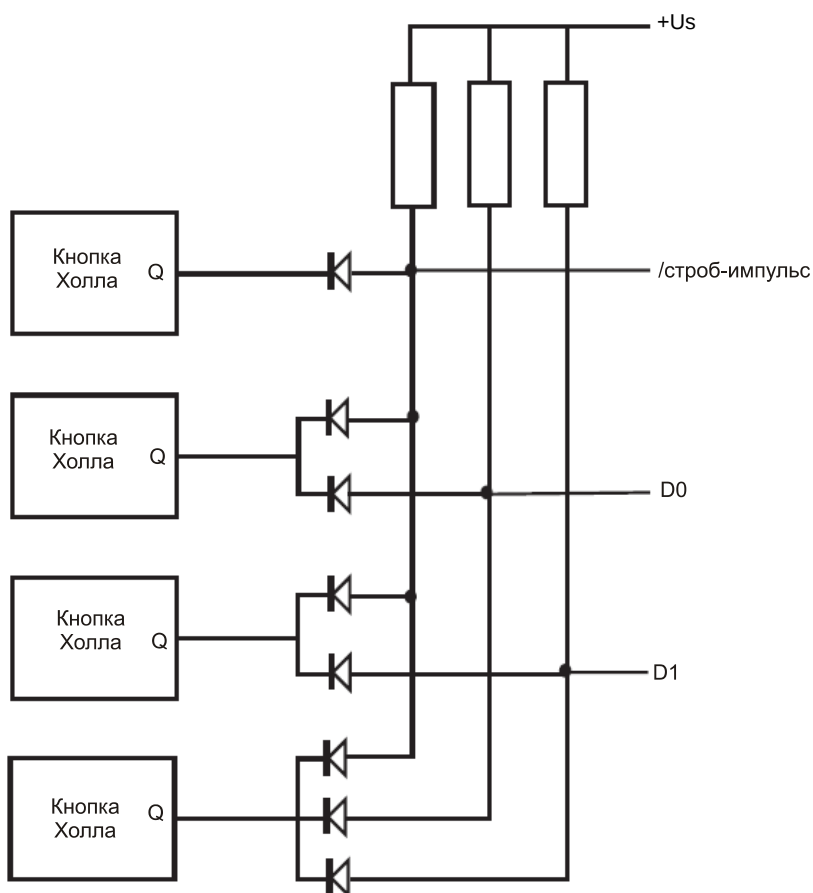


Рис. 6.19. Набор датчиков с выходами с открытым коллектором

Простейшие интегральные микросхемы-датчики на эффекте Холла выпускаются в трехвыводном транзисторном корпусе. Они работают как простые датчики положения. На рис. 6.19 показано, как можно объединить несколько датчиков с открытым коллектором. Дiodная матрица служит здесь для кодирования двоичного сигнала. На выходе активного элемента в этот момент присутствует сигнал с низким уровнем напряжения, такой же потенциал устанавливается на соответствующих шинах.

Устранить недостаток, связанный с большими объемами кодирования, позволяют датчики Холла с открытым эмиттером. Потребуются дополнительные схемные затраты, зато можно объединять большое число датчиков (рис. 6.20).

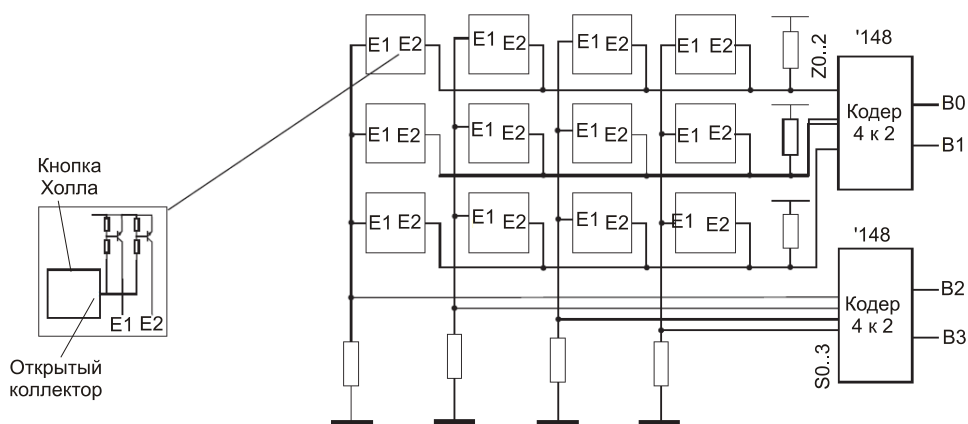


Рис. 6.20. Набор датчиков с выходами с открытым эмиттером

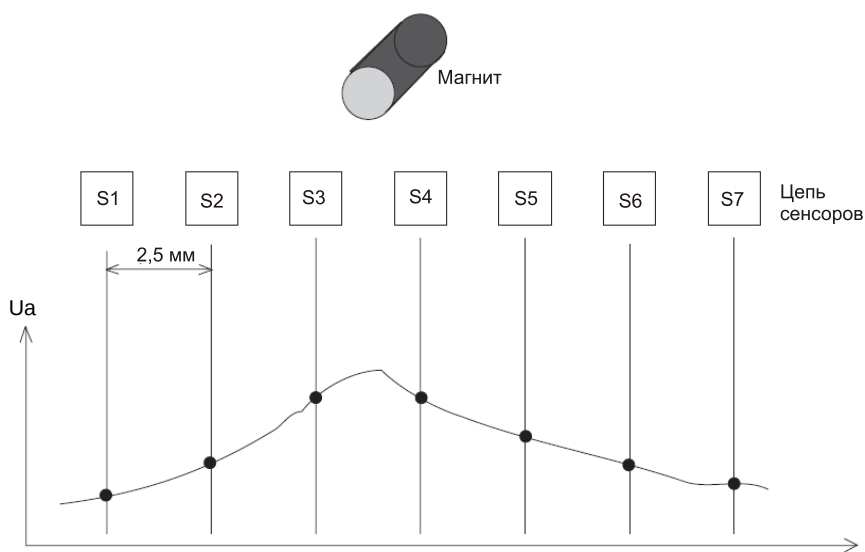


Рис. 6.21. "Цепочка" датчиков с аналоговыми элементами Холла

За счет приоритетного кодирования позиция активного элемента может сниматься в виде двоичного значения. Следовательно, состояние кнопки определяется сразу на аппаратном уровне.

Использование в схеме элемента Холла в качестве датчика измеряемой величины позволяет создавать высокочувствительные магнитные сенсоры. Построив цепочку таких приборов, можно определить положение магнита за счет математической обработки с точностью до микрон. Для этого проводится интерполяция точки максимума напряженности магнитного поля с помощью нескольких расположенных по соседству датчиков (рис. 6.21).

## 6.6. Измерение линейного и углового перемещения

С возможностями регистрации пройденного пути мы частично уже познакомились в разделе, посвященном измерению силы и давления, где рассматривалась деформация предмета под воздействием силы. Изменение длины можно оценивать по расстоянию между пластинами конденсатора или по воздушному зазору в катушке индуктивности. Проявляющиеся изменения емкости или индуктивности можно преобразовать в частоту, пропорциональную расстоянию. Аналогичная методика применима и к измерениям углового перемещения, отличие будет состоять только в механической реализации преобразователя.

### 6.6.1. Измерение посредством подвижного сердечника

Измерение перемещений с помощью подвижного сердечника (по вариометрическому принципу) физически соответствует замерам изменений воздушного зазора. Здесь используется тот факт, что за счет изменения свойств катушки колебательный контур изменит свою частоту. При перемещении сердечника внутрь каркаса катушки индуктивность катушки изменяется. Подобный способ позволяет измерять расстояния с точностью до миллиметра (рис. 6.22).

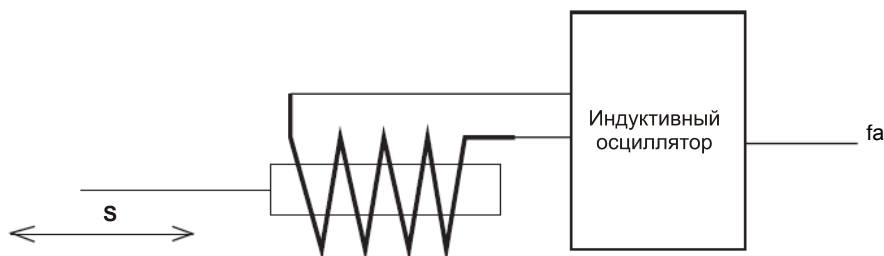
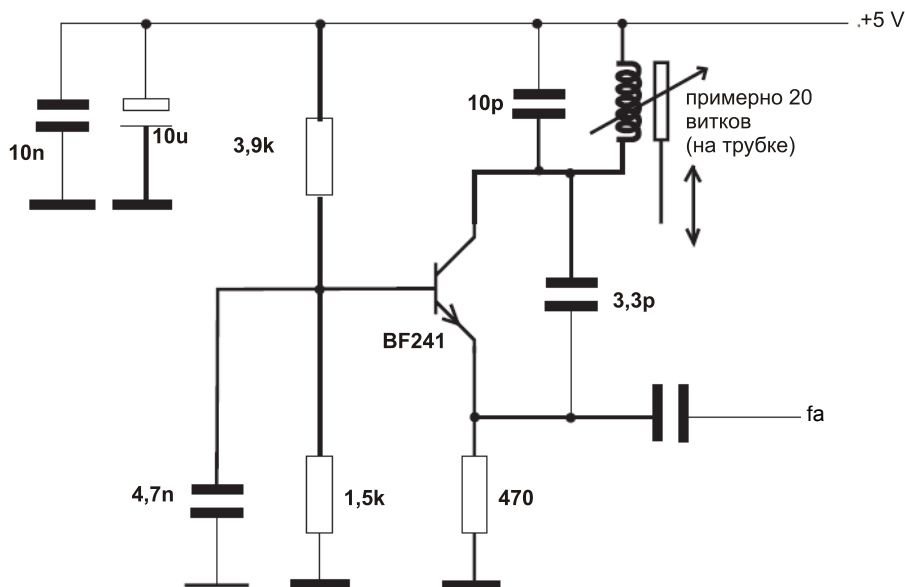


Рис. 6.22. Принцип измерения перемещений с помощью катушки с подвижным сердечником

На рис. 6.23 показана схема LC-генератора для оценки перемещения. Для катушки достаточно несколько витков провода, намотанного на полый цилиндрический каркас диаметром 5–10 мм. В качестве подвижного сердечника подойдет алюминиевый или ферритовый стержень. В зависимости от конструкции катушки схема будет работать в диапазоне примерно до 50 МГц.



**Рис. 6.23.** Схема LC-генератора для измерения перемещения с помощью катушки с подвижным сердечником

## 6.6.2. Измерение с помощью измерительного потенциометра

Измерительный потенциометр обеспечивает простой метод измерения углов. В качестве измерительных можно взять прецизионные проволочные потенциометры. Измеряемые значения лежат в диапазоне до  $300^\circ$  с разрешением примерно  $0,5^\circ$ . За счет приводных механизмов и 10-ходовых спиральных потенциометров можно расширить доступную область измерений до  $360^\circ$  и улучшить разрешающую способность. Точность в существенной степени зависит от механики.

Поскольку преобразование линейного перемещения в угловое проблем не представляет, таким способом можно измерять и линейные перемещения.

Обработка электрического сигнала осуществляется традиционно. Измерительный потенциометр целесообразно включить в мостовую схему, где специализированные проводники уже заранее откалиброваны с учетом термических отклонений.

### 6.6.3. Измерение с помощью линейного кодового датчика

Измерение линейных и угловых перемещений с помощью линейного кодового датчика представляет собой простой способ, обеспечивающий невысокое разрешение.

Технически целесообразно задать шаг чуть менее 1 мм. Длина линейных кодовых датчиков зависит от количества считывающих дорожек. Такие датчики подходят для грубой оценки положения и смещения.

Линейные и угловые кодовые датчики состоят из прозрачного носителя, на который нанесены непрозрачные отметки (полосы или секторы), представленные в виде двоичного кода (рис. 6.24). Сканирование фактического положения осуществляется путем считывания номера дорожки, соответствующего конкретному фотоэлектрическому датчику.

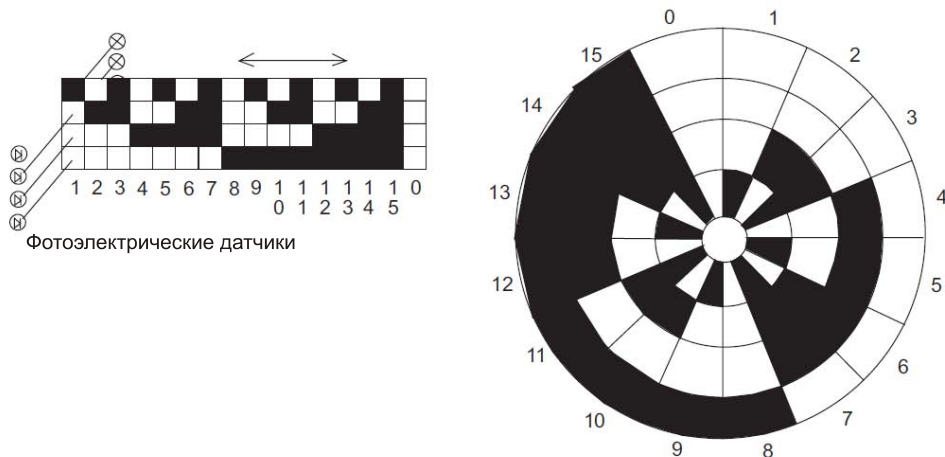


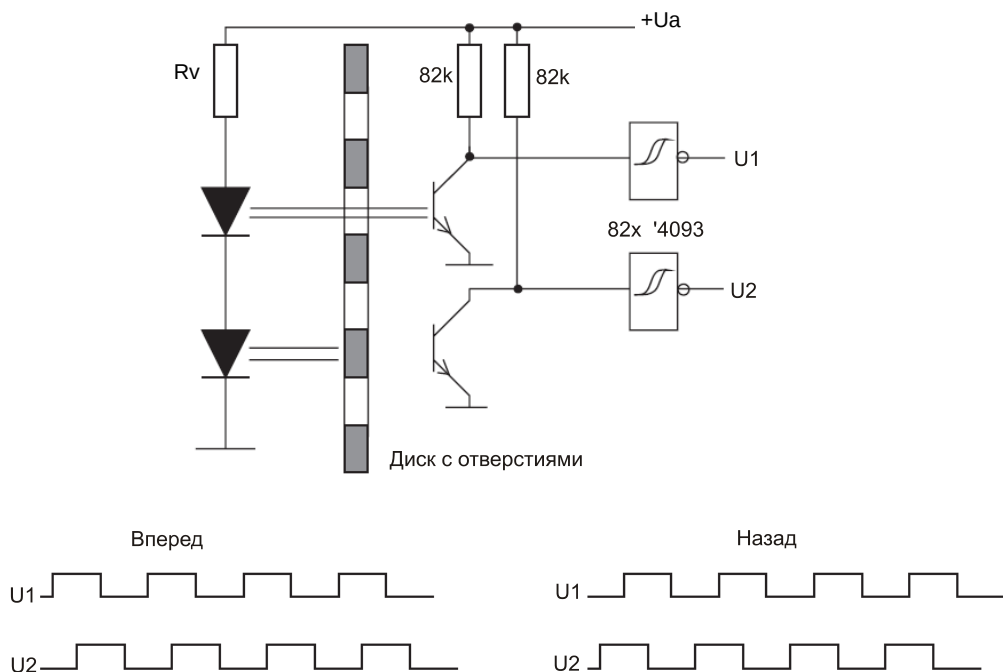
Рис. 6.24. Компоновка кодовых датчиков линейных и угловых перемещений

### 6.6.4. Измерения посредством измерительных преобразователей

Типичный представитель семейства измерительных преобразователей, с которым знаком практически любой из вас, и не только знаком, но и держал в руках — это компьютерная мышь.

Преимущество измерительных преобразователей состоит в том, что с механической точки зрения они не имеют никакого граничного значения. За счет этого можно измерять траектории произвольной длины. Естественно, что есть у них и недостаток, заключающийся в том, что они выполняют лишь относительные измерения, потому что система не предлагает никакой опорной (нулевой) точки. При необходимости опорную точку можно создать, добавив дополнительный датчик.

Съем данных о перемещении осуществляется очень просто: он заключается в подсчете импульсов от фотоэлектрического датчика, причем каждый импульс соответствует определенной величине перемещения. Затраты будут несколько больше, если необходима смена направления движения, поскольку в этом случае потребуется реализовать схему для инвертирования знака.



**Рис. 6.25.** Схема расположения фотоэлектрических датчиков для реализации измерительного преобразователя с дискриминатором направления

Направление оценивается с помощью двух фотоэлектрических датчиков (рис. 6.25), которые работают с небольшим перекрытием. За счет этого можно по фронтам импульсов установить, какой из фотоэлектрических датчиков срабатывает первым, и определить направление перемещения. Поскольку описанный метод применяется очень часто, существует множество вариантов реализации пересчетных схем. Рассмотрим некоторые из них.

В схеме, приведенной на рис. 6.26, нет аналоговых компонентов. В ней генерируются отдельные такты для отсчета поступательного и возвратного движения. Используется тот факт, что реакция D-триггера при поступлении фронта импульса на один из входов определяется состоянием другого канала. Поэтому в зависимости от направления перемещения потенциал в точке 1 или 2 оказывается высоким, благодаря чему сигнал на выходе четко фиксирован.

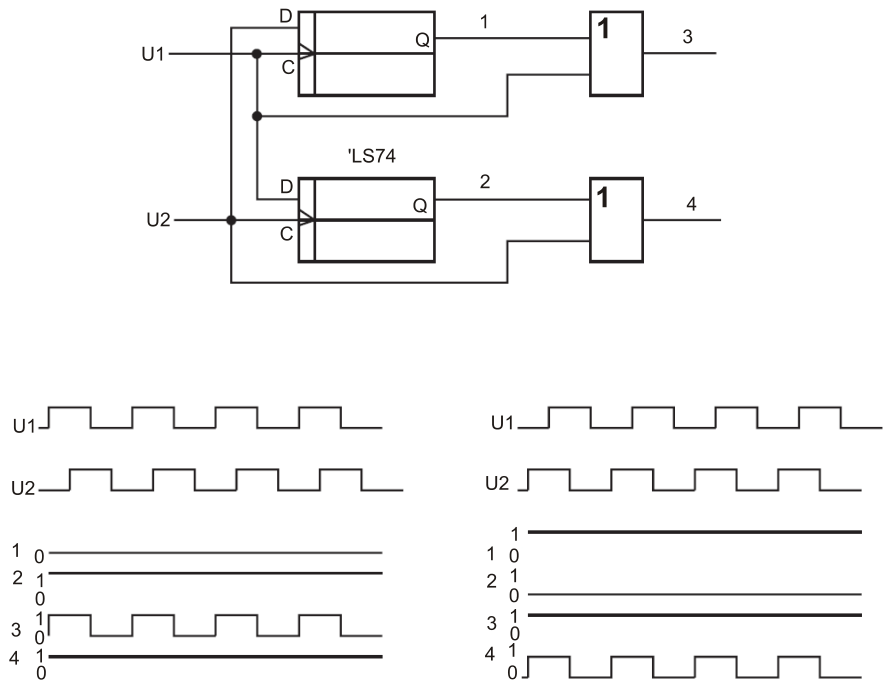


Рис. 6.26. Обработка импульсов с помощью D-триггера

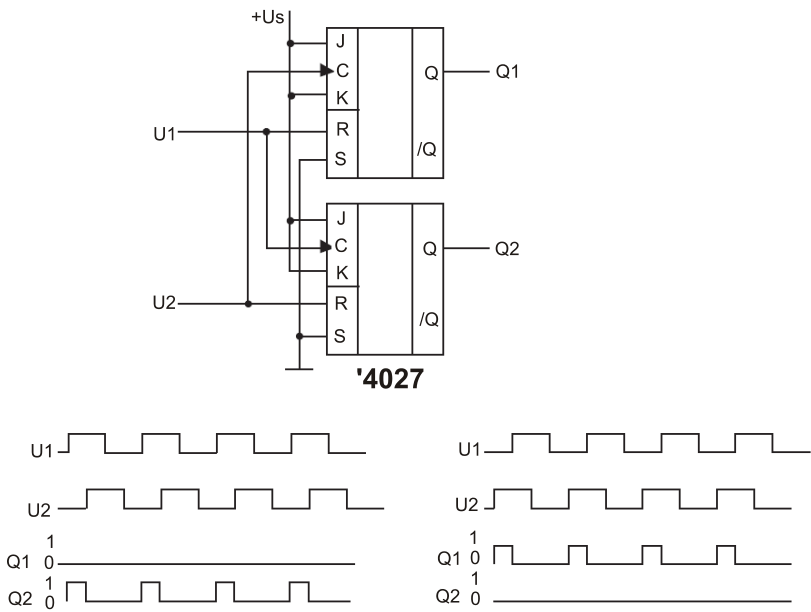
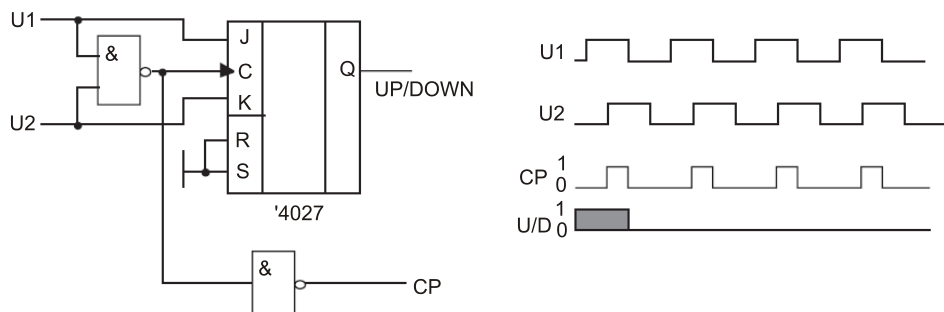


Рис. 6.27. Обработка импульсов с помощью JK-триггера

Схема, изображенная на рис. 6.27, взята из источника [6.7, с. 119]. Она тоже генерирует отдельные такты для импульсов поступательного и возвратного движений, которые, разумеется, активизируются высоким уровнем сигнала. За счет соединения тактового (синхронизирующего) входа и R-входа (входа сигнала сброса) с другим триггером действие тактового импульса в триггере всегда будет подавляться. Поэтому выходной импульс будет генерироваться только по опережающему фронту сигнала.



**Рис. 6.28.** Обработка импульсов с помощью сигнала направления

Схема, приведенная на рис. 6.28, взята из источника [6.7, с. 118]. В отличие от предшествующих схем, здесь на счетчик поступает и синхронизирующий сигнал, и сигнал направления. В данной схеме учтен тот факт, что триггер воспринимает состояние входов J/K по фронту синхронизирующего импульса. За счет наличия логического элемента "И-НЕ" это соответствует состоянию запаздывающих импульсов.

Поскольку рассмотренная задача возникает очень часто, для этой цели созданы специализированные интегральные микросхемы, ориентированные на подключение к микропроцессорным системам. Один из представителей этой группы — микросхема ТНСТ12024 [6.8]. В данном случае речь идет об интерфейсе инкрементного датчика положения (Incremental Encoder Interface), способном обеспечить обработку с 24-разрядной точностью.

Блок-схема ТНСТ12024 приведена на рис. 6.29.

Контакты, обозначенные как Ua1 и Ua2, соответствуют импульсным входам U1 и U2 рассмотренных ранее схем. Управляющие входы Mx служат для установки различных режимов работы микросхемы: измерение длительности импульса, частоты, режим счета и пять вариантов инкрементного датчика.

Хотя эта микросхема уже не поставляется на рынок, мы упоминаем ее здесь для демонстрации технической реализации и связанных с этим затрат. На сегодняшний день все эти функциональные возможности реализуются программно или в виде программируемых логических матриц (FPGA).

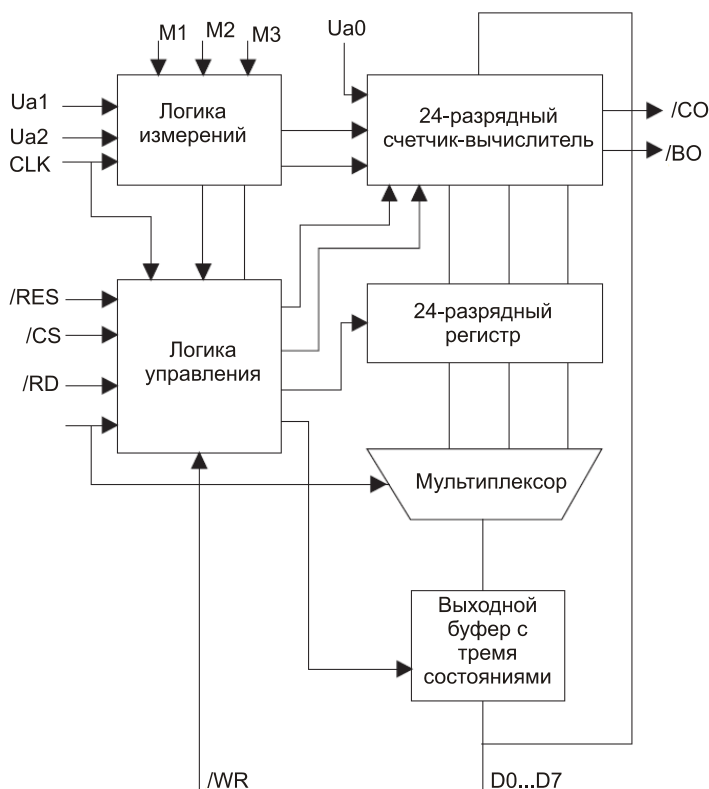


Рис. 6.29. Блок-схема THCT12024

## 6.7. Переключатель

Каким бы простым ни казался этот элемент, он может вызвать множество проблем. Сложность состоит в том, что переключатель при замыкании электрической цепи замыкает и размыкает ее несколько раз (рис. 6.30). Причина заключается в том, что материалы, из которых изготовлены контакты, при их замыкании упруго "пружинят". Этот эффект имеет место во всех механических контактах, включая реле, и носит название "дребезга" контактов.

Микропроцессор считывает сигналы с контактов очень быстро, поэтому он обрабатывает все скачки, возникающие в результате дребезга, вследствие чего генерирует не один, а несколько выходных импульсов.

Если данные вводит человек, необходимо учитывать естественные пределы человеческих возможностей. Так, современный рекорд скорости печатания составляет 9 ударов по клавишам в секунду. В особых случаях, например, при подчеркивании,

можно добиться скорости до 20 ударов в секунду. Электроника тоже имеет временные ограничения, здесь на клавиатурный ввод требуется не менее 50 мс. При автоматизированном вводе, например через оконечные выключатели, необходимо отслеживать механические и временные параметры каждого датчика. При нехватке быстродействия следует перейти на оптические средства.

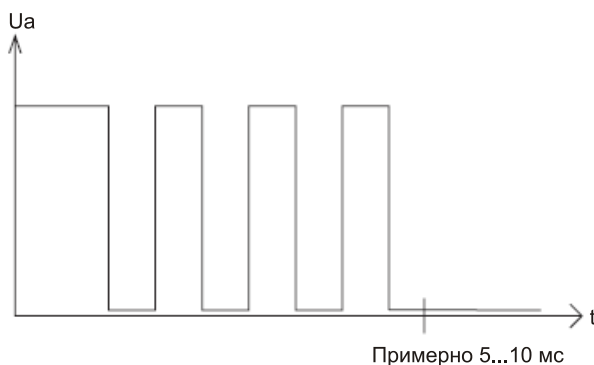


Рис. 6.30. Процесс "дребезга" контактов

### 6.7.1. Аппаратное устранениедребезга контактов

Устранитьдребезг контактов можно двумя путями: за счет оптимизации постоянной времени цепи и с помощью триггеров. Оба варианта показаны на рис. 6.31.

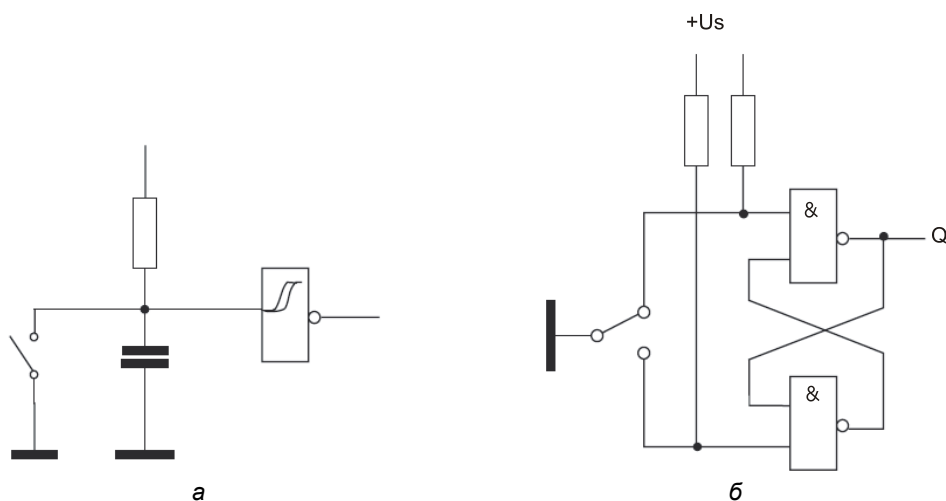


Рис. 6.31. Аппаратное устранениедребезга контактов:  
а — с помощью RC-цепи; б — с помощью триггера

Недостаток схемы, приведенной на рис. 6.31, б, состоит в том, что требуется переключатель, который доступен не всегда. К тому же, оба решения целесообразны только для устройств с небольшим числом переключателей.

На рис. 6.32 изображен вариант, позволяющий устранитьдребезг контактов в больших клавишных устройствах. Для этого на время дребезга контактов одновибратор блокирует логическую схему принятия решения. После истечения этого времени установившийся сигнал подается на анализ.

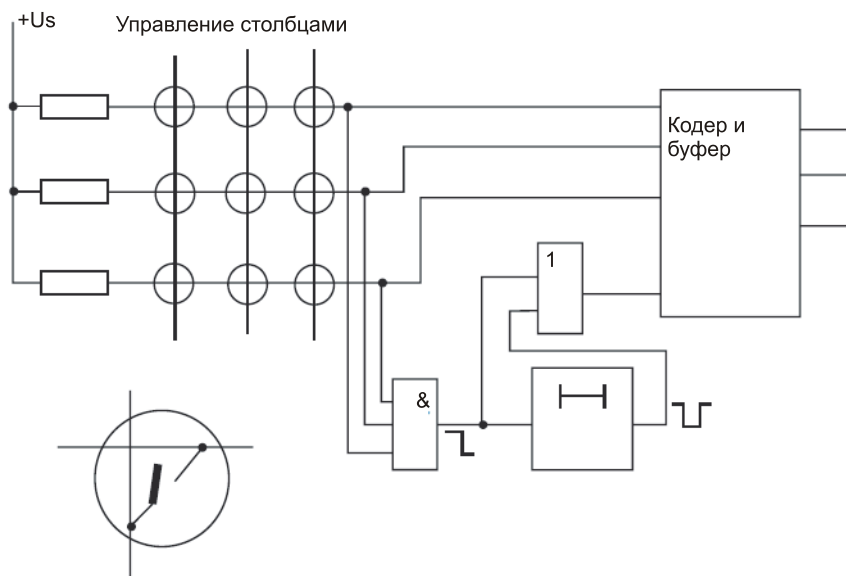


Рис. 6.32. Устранение дребезга контактов посредством одновибратора

## 6.7.2. Программное устранение дребезга контактов

Поскольку компьютер позволяет легко формировать временные зависимости и выполнять логические операции, устранение дребезга контактов можно реализовать программно. Это окупается, прежде всего, в тех случаях, когда речь идет о клавиатурных устройствах с большим числом клавиш, и решение позволяет сократить аппаратные затраты. Простейшая схема клавиатурной матрицы для такого случая приведена на рис. 6.33.

В каждой точке пересечения строк и столбцов находится кнопочный выключатель. На линии строк (входные) подан сигнал высокого уровня, а на линии столбцов (выходные) — низкого уровня. При замыкании выключателя в активизированном столбце выходной сигнал переключается на низкий уровень. Развязывающие диоды в линиях столбцов отвечают за то, чтобы при нажатии двух кнопок в одной строке избежать короткого замыкания выводов микросхемы и обеспечить идентификацию единственной клавиши.

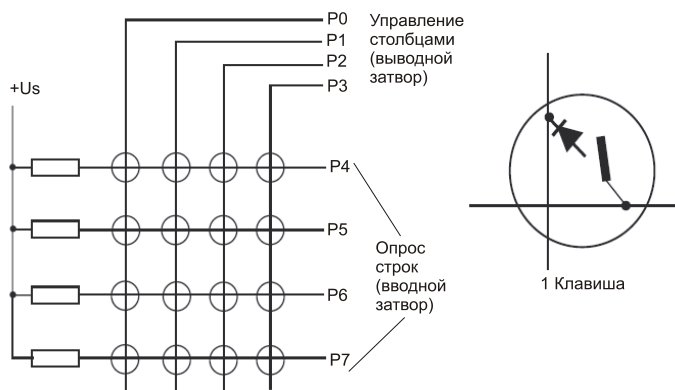


Рис. 6.33. Схема клавиатурной матрицы

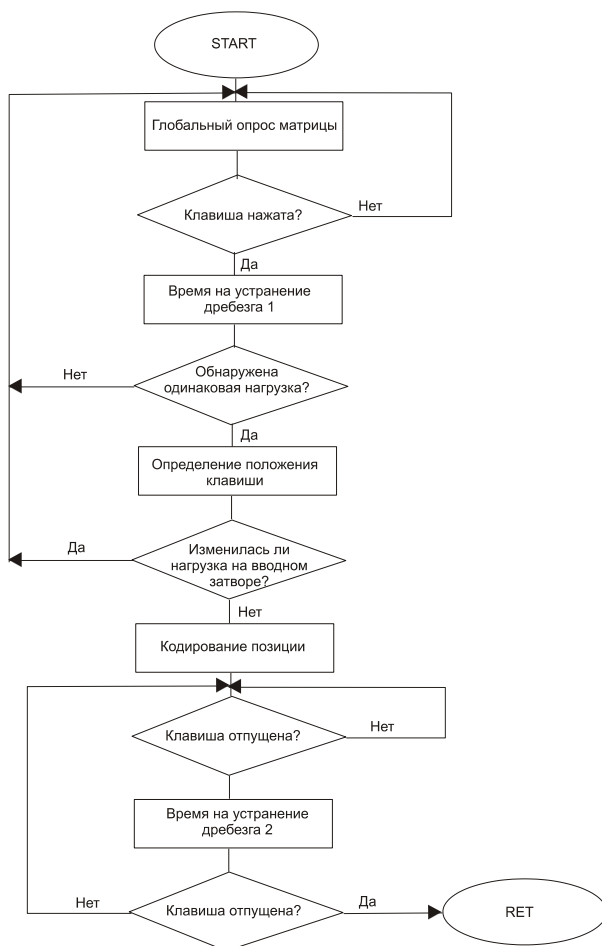


Рис. 6.34. Блок-схема процесса обработки клавиатуры

На рис. 6.34 приведена возможная блок-схема алгоритма опроса клавиатуры. В начальном состоянии матрица клавиш полностью активизируется, так что нажатие каждой клавиши вызывает ответную реакцию на выходе. При этом можно постоянно опрашивать выходы или сгенерировать прерывание. После истечения срока блокировкидребезга контактов выполняется проверка, чтобы выяснить, остается ли в силе вызвавшее его событие, после чего вычисляется позиция активизированной клавиши. Далее можно выполнить проверку выходной нагрузки, чтобы определить, активизирована ли та же линия, что и в начале. Нагрузка может измениться, когда при одной нажатой клавише будет активизирована другая (Key-roll-over). После перекодирования позиции нажатой клавиши в желаемый символьный код программа будет ожидать, когда пользователь отпустит клавишу.

## Задание 6.1

Симулятор позволяет смоделировать клавиатурную матрицу. Воспользуйтесь этой возможностью, чтобы создать матрицу 4×4. Попробуйте реализовать программу по алгоритму, приведенному на рис. 6.34, и дополнить ее функцией клавиши <Shift>, чтобы получить дополнительные кодовые комбинации.

## Указания к решению

Представленный пример программы реализует обработку нажатия единственной клавиши. Простой путь расширения программы функцией клавиши <Shift> заключается в съеме кодовых комбинаций с помощью таблицы кодирования. Поскольку вы не в состоянии одновременно нажать или отпустить две клавиши, программа регистрирует эту комбинацию как "запрещенную" и прерывает событие как недействительное. Таким образом, смысл задания заключается в том, чтобы исключить клавишу <Shift> из процесса проверки и реализовать для нее особую обработку. Программно она может оставаться составной частью матрицы, чтобы избежать дублирования скан-кода.

Программа не должна постоянно опрашивать клавиатуру, когда не нажата ни одна клавиша. В этом случае она возвращается с кодом 0. Положение клавиши определяется при ее нажатии, и программа выдает код ее позиции.

То, что во время обработки нажатий клавиш компьютер не делает ничего, представляет собой недостаток. Наибольшего процессорного времени требует ожидание отпускания клавиши.

Простейшее решение заключается в том, чтобы поместить фрагмент конца опроса в начало программы. Для этого нужно сохранить код позиции, чтобы программа при запуске могла определить, остается ли нажатой прежняя клавиша, или пользователь успел нажать другую. За счет этого компьютер мог бы продолжать работу при нажатой клавише.

Поскольку хорошая клавиатура снабжена эхо-функцией, ее также рекомендуется реализовать. Добиться этого можно, меняя постоянную времени цепи, чтобы различать время отклика и время повтора. Идея состоит в том, чтобы реализовать выход из цикла отпускания клавиши по тайм-ауту, и в начале программы проверять, по-прежнему ли нажата активизированная клавиша.



## Глава 7

# Передача данных измерений

Передача данных измерений из точки замера в пункт окончательной обработки представляет собой важнейшую задачу измерительной системы. Способ передачи целиком определяется требованиями технического задания. Какие проблемы затрудняют передачу данных? Укажем основные:

1. Помехи, наведенные магнитными и электрическими полями, к которым относятся перекрестные наводки, шумы и т. п.
2. Помехи, вызванные разностью потенциалов между точкой замеров и электронными схемами обработки.
3. Помехи, обусловленные отражениями в линии передачи.
4. Ошибки, возникшие вследствие изменения физических свойств среды передачи, в том числе из-за зависимости между сопротивлением и температурой.

## 7.1. Помехи при передаче

### 7.7.1. Помехи, наведенные полями

Поскольку помехи, вызванные индуктивными и емкостными связями, приводят к одинаковым эффектам, ограничимся рассмотрением емкостных связей.

Проводники, проложенные параллельно, изначально обладают емкостью. Этой емкостью нельзя пренебрегать, например для витой пары диаметром 0,5 мм она составляет примерно 34 пФ/м. Через такой паразитный "конденсатор" происходит передача нежелательного сигнала, особенно заметная на высоких частотах. При этом следует помнить, что часто передаваемый прямоугольный сигнал содержит гармоники высшего порядка. Такую витую пару можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 7.1).

Таким образом, перед паразитным сигналом находится делитель напряжения, который состоит из емкости линий передачи и параллельно подключенных сопротивлений

источника и нагрузки. При некоторых упрощениях выходное напряжение  $U_a$  можно вычислить по формуле:

$$U_a = \frac{R_p}{R_c + R_p} \times U_s + U_e. \quad (7.1)$$

Здесь  $R_p$  представляет собой сопротивление схемы из параллельно подключенных  $R_q$  и  $R_a$ , а  $R_c$  — это емкостное сопротивление конденсатора  $C_L$ . При подстановке  $R_c$ , получаем:

$$U_a = \frac{2f \times C \times R_p}{1 + 2f \times C \times R_p} \times U_s, \text{ где } R_c = \frac{1}{2f \times C}. \quad (7.2)$$

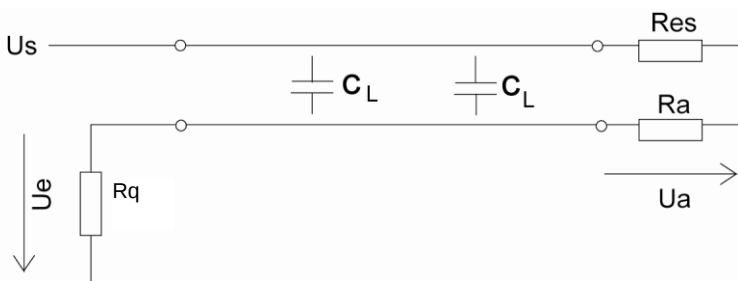


Рис. 7.1. Помехи, наводимые через паразитные емкостные связи

Если в эти формулы подставить фактические значения, то, например, для  $f = 100$  кГц,  $C = 34$  пФ (для линии длиной 1 м) и  $R_p = 100$  Ом получим, что амплитуда паразитного сигнала составляет примерно  $0,002U_s$ .

Преобразование Фурье позволяет представить сигнал любой формы в виде суммы синусоидальных колебаний. Таким образом, можно определить вклад амплитуды высших гармоник прямоугольного сигнала. Воспользовавшись данными из [7.1], для прямоугольных колебаний (при бесконечной крутизне фронта) можно получить следующее приближенное выражение:

$$U_a = U(f) + \frac{1}{3}U(3f) + \frac{1}{5}U(5f) + \dots \quad (7.3)$$

Здесь  $f$  — основная частота прямоугольных колебаний;  $nf$  —  $n$ -кратные гармоники.

### ЗАМЕЧАНИЕ

Здесь рассматривается только вклад амплитуд в образование прямоугольных импульсов требуемых частот.

Это означает, что на утроенной частоте вклад амплитуды составляет  $1/3$ , а на упятеренной —  $1/5$ . В нашем примере на частоте 200 кГц вклад паразитного сигнала составляет  $0,006U_s$ . С учетом коэффициента  $1/3$  вклад паразитного сигнала составит  $0,2\%$ .

Чтобы максимально снизить влияние описанных помех, возможны следующие подходы:

- уменьшение крутизны фронта;
- симметричная передача сигнала;
- экранирование линий;
- преобразование структуры информационного сигнала;
- уменьшение сопротивления концевых согласующих резисторов.

### Уменьшение крутизны фронта

Уменьшение крутизны фронта приводит к снижению помех, потому что частотный спектр сигнала становится при этом более благоприятным. По аналогии с (7.3) можно записать выражение для амплитуды трапецевидного сигнала:

$$U_a = U(f) + \frac{1}{3^2}U(3f) + \frac{1}{5^2}U(5f) + \dots \quad (7.4)$$

Поскольку доля высших гармоник существенно снижается, уменьшается и сумма ряда, представляющего собой общее паразитное напряжение.

При передаче низкочастотных цифровых сигналов вклад помех в большинстве случаев не критичен, потому что он лежит ниже предельного уровня помех цифровых элементов. Но при очень высоких скоростях передачи данных, как, например, в компьютерных шинах, этот безопасный уровень может оказаться превышенным.

### Симметричная передача сигнала

Простой метод подавления помех при передаче аналогового сигнала — использование симметричных линий. В данном случае помехи образуются в обеих линиях одинаково, что проявляется в виде синфазного сигнала на входе дифференциального усилителя (рис. 7.2).

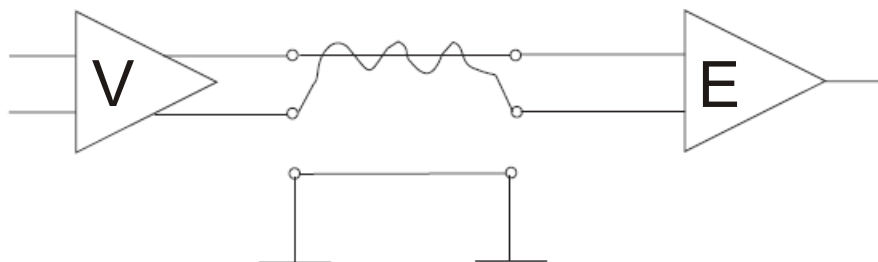


Рис. 7.2. Симметричная передача сигнала

## Экранирование линий

Экранирование линий представляет собой широко распространенный вариант подавления помех. При этом экранирующая оболочка принимает на себя напряжение, наведенное по емкости, и отводит его на заземляющую (общую) шину. В радиотехнике существует эмпирическое правило: поверхность рассматривается как экран для высокочастотного излучения, если расстояние оплетки меньше, чем 0,1 от длины волны. Значит, проложенная параллельно сигналу линия заземления тоже может служить в качестве экрана. Этот принцип повсеместно применяется в плоских ленточных кабелях, в которых сигнальные линии подключены попеременно с общими шинами.

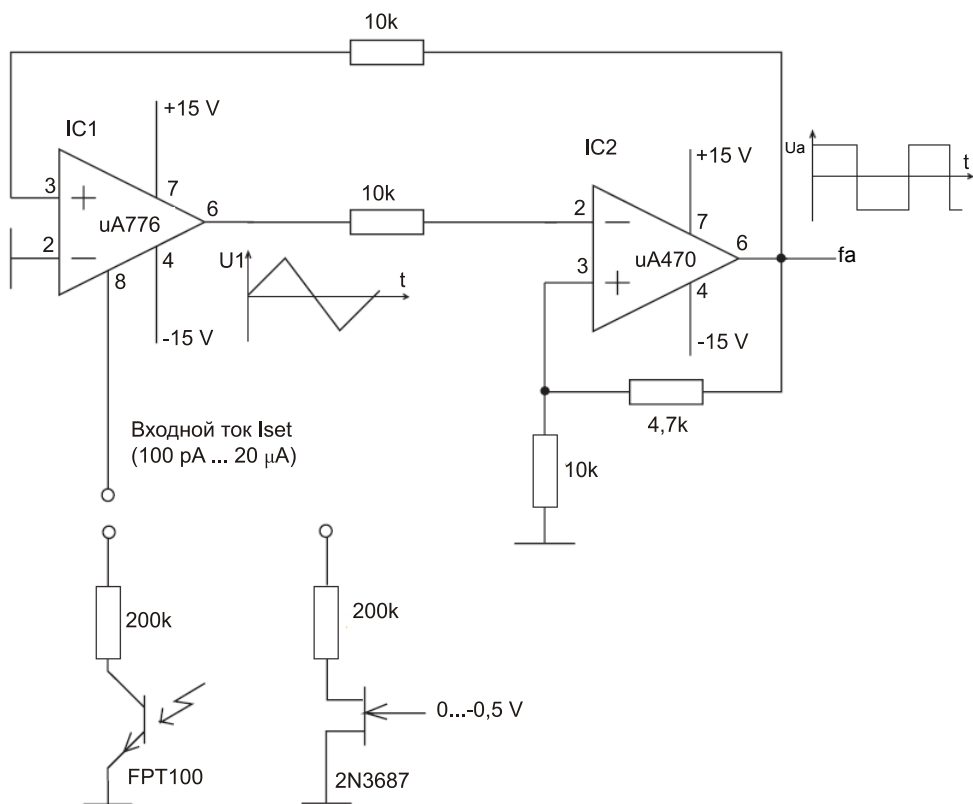
Для блокирования помех при больших удалениях необходимо позаботиться о том, чтобы шины заземления, линии передачи полезного сигнала и экран были разделены, потому что эффект экранирования могут снижать паразитные токи утечки. Кроме того, внутри корпуса прибора за счет экранирования может образоваться шлейф заземления (так называемая "земляная петля"), который тоже порождает помехи. Поэтому тонкую экранирующую оплетку нужно заземлять только с одной стороны (разорвав "земляную петлю").

## Преобразование структуры информационного сигнала

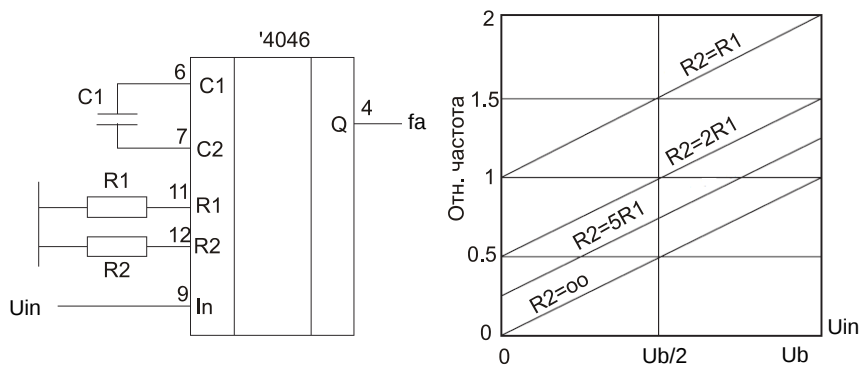
Еще одна возможность подавления помех заключается в использовании для передачи информации другого физического параметра сигнала, менее восприимчивого к помехам. Поскольку наведенные помехи воздействуют, прежде всего, на амплитуду, от использования этого параметра для передачи данных следует, по возможности, отказаться. В качестве альтернативных вариантов в нашем распоряжении остаются частота и время, которые в меньшей степени подвержены искажениям при передаче. Передача информации с помощью последнего варианта осуществляется посредством так называемой широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Ее можно реализовать с помощью одновибратора или соответствующей цифровой схемы. Еще один распространенный способ — последовательная передача данных в виде пачек импульсов.

Передача частот часто встречается на практике, потому что отдельные значения с помощью управляемых генераторов удобно преобразовывать в сигналы, модулированные по частоте. Для реализации этого принципа в общем случае подойдут генераторы, управляемые напряжением (ГУН). Далее приведено несколько примеров схем.

Операционный усилитель IC1 в схеме, изображенной на рис. 7.3, позволяет подключить к внешнему входу схему для управления длительностью переднего и заднего фронтов. Напряжение с выхода IC1 подается на пороговую схему IC2, выдающую инвертированный прямоугольный сигнал. Благодаря наличию в IC1 внутреннего конденсатора эта микросхема работает как интегратор, управляемый входным напряжением и током, поступающим на вход 8. В результате при изменении управляющего тока от 100 пА до 10 мкА на выходе получается пропорциональная частота от 0,1 до 15 000 Гц.



**Рис. 7.3.** Преобразователь "ток–частота" [7.2]



**Рис. 7.4.** Схема фазовой автоподстройки частоты на базе генератора, управляемого напряжением

Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ, PLL — Phase Locked Loop) 4046 подробно описана в [7.3] и [7.4]. В состав схемы входит генератор, управляемый напряжением (Voltage Controlled Oscillator, VCO), который за счет подключения двух-трех внешних компонентов может работать как преобразователь "напряжение–частота" (рис. 7.4). Компоненты R1 и C1 задают частоту генератора. С помощью R2 устанавливается соотношение между  $f_{\min}$  и  $f_{\max}$ . Параметры R1 и C1 можно выбрать по графикам, приведенным на рис. 7.5.

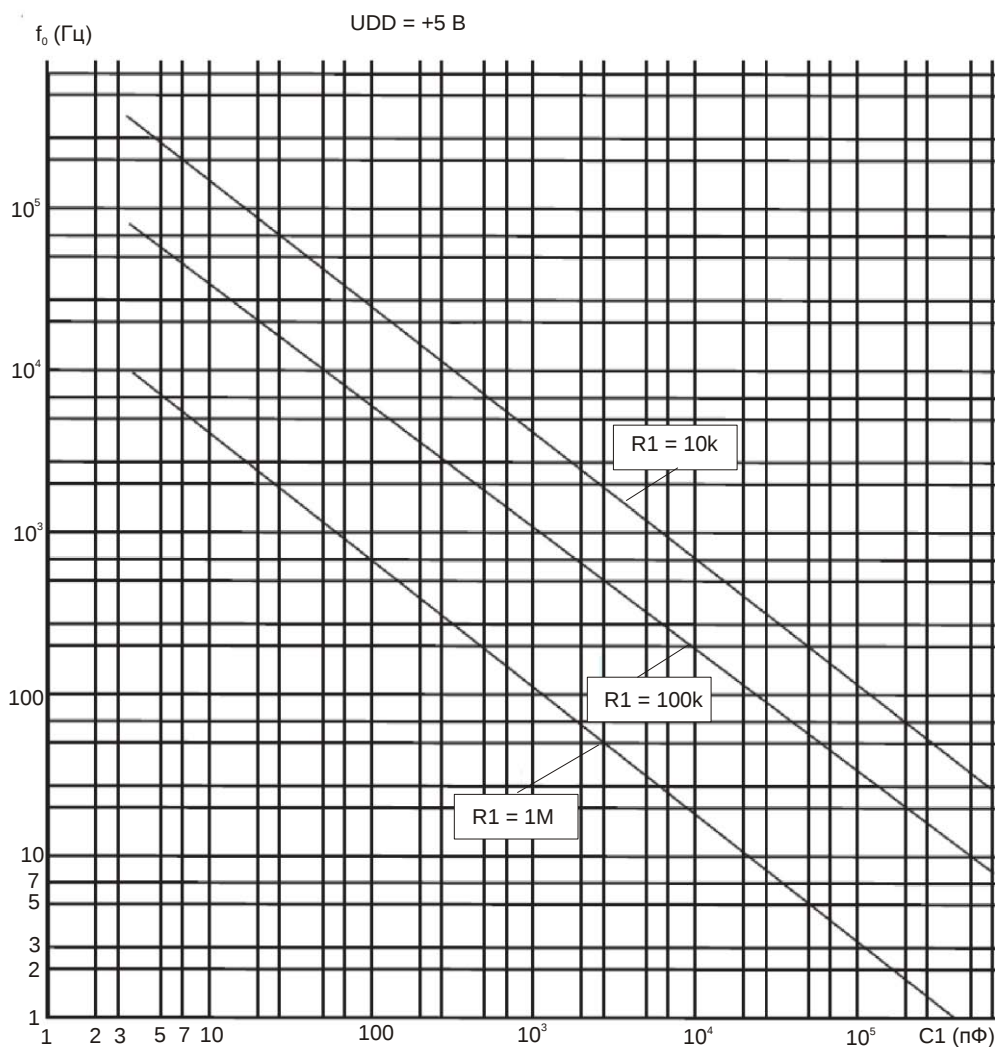


Рис. 7.5. Графики для расчета значений R1 и C1 для микросхемы HEF4046 [7.4]

## Уменьшение сопротивления концевых согласующих резисторов

Вклад помех падает и при уменьшении сопротивления согласующих резисторов на конце линии. Поскольку при передаче напряжения нельзя уменьшать сопротивление до бесконечности, прибегают к передаче тока. Для этого используется регулируемый источник тока, управляемый сигналом от резистивного чувствительного элемента (датчика тока) и выдающий ток, пропорциональный напряжению. Поскольку сопротивление датчика можно выбрать достаточно малым, за счет этого уменьшаются и предельные уровни вклада помех (рис. 7.6).

Идея схемы, изображенной на рис. 7.6, состоит в том, что на эмиттере транзистора устанавливается напряжение  $U_{st}$  за вычетом падения напряжения на переходе "база–эмиттер". Посредством отрицательной обратной связи ток поддерживается постоянным. Погрешность определяется, в первую очередь, нестабильностью коэффициента усиления транзистора и вариациями тока базы. Расчет параметров  $R_1$  и  $R_L$  проводится исходя из максимального тока и величины напряжения питания.

Если требуется дополнительно подавлять помехи за счет симметричной передачи сигнала, можно использовать незаземленные линии. В простейшем случае нагрузочный резистор, включенный на конце линии, служит в качестве сопротивления в цепи обратной связи каскада на неинвертирующем операционном усилителе (рис. 7.7).

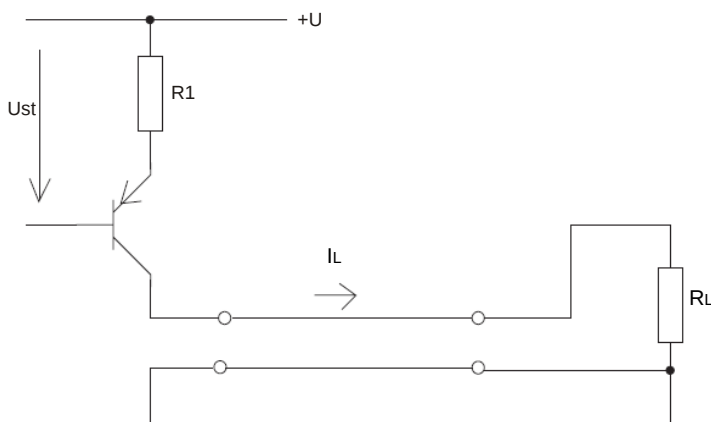


Рис. 7.6. Принцип действия источника постоянного тока, управляемого напряжением

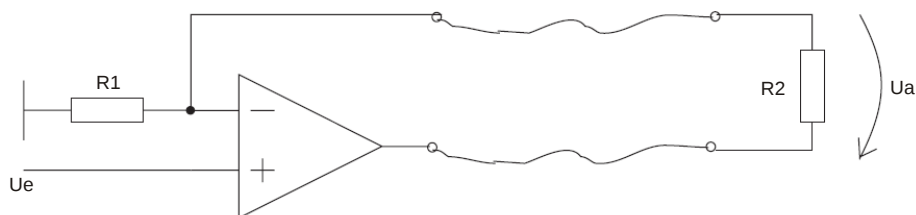
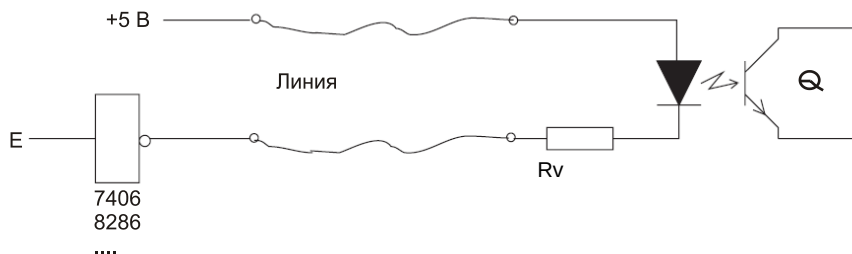


Рис. 7.7. Незаземленный источник тока с операционным усилителем

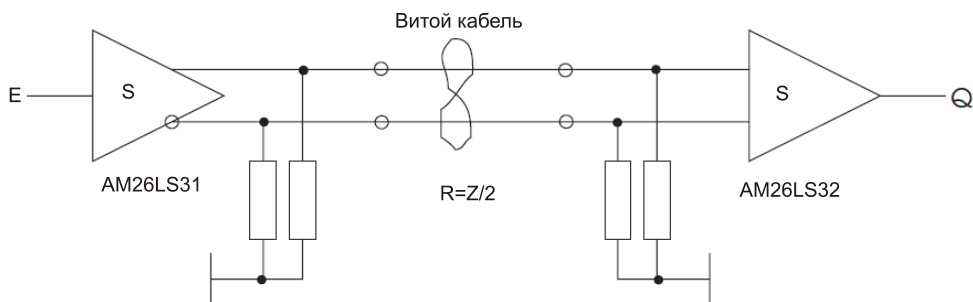
Передавать цифровой сигнал проще, потому что здесь допустим более высокий уровень помех. Передача сигнала в большинстве случаев осуществляется по симметричным линиям, образующим так называемую токовую петлю. Гальваническая развязка реализуется с помощью оптронов. При этом управление может осуществляться от микросхемы задающего генератора (формирователя), как показано на рис. 7.8.



**Рис. 7.8.** Токовая петля с оптронным выходом

Схема способна работать с токами около 20 мА. При этом скорость передачи данных достигает 19 200 бит/с. За счет повышения тока и снижения скорости передачи данных дальность связи можно увеличить. На практике при измерениях с типичными значениями величин (100 мА, 1200 бит/с) и длине линии 6 км в местности с большим уровнем помех ошибка в одном бите наблюдалась примерно один раз за два дня.

Быстрая передача данных через токовую петлю определяется стандартом RS422A. Разработаны соответствующие микросхемы задающих генераторов и приемных устройств, которые обеспечивают передачу данных со скоростями до 10 Мбит/с (рис. 7.9). При этом ток в линии меняется от  $-20$  до  $+20$  мА. На таких скоростях можно передавать данные по витой паре на расстояния до 12 м. При снижении скорости передачи данных можно добиться пропорционального увеличения расстояния передачи.



**Рис. 7.9.** Интерфейс RS422A [7.5]

### 7.1.2. Помехи, возникающие за счет разности потенциалов

Наличие разности потенциалов представляет собой серьезную проблему, когда точка съема замеров и устройство обработки результатов пространственно удалены друг от друга, а также, когда между точкой измерений (например, электрической машиной, питающейся от источника 380 В) и электронным компонентом ( $U_s = 5$  В) существует большой перепад напряжений. Для таких случаев разработаны правила техники безопасности, которые предусматривают дополнительные меры по разделению потенциалов посредством развязывающих трансформаторов или оптронов. В подобных ситуациях передача аналоговых токов и напряжений возможна только с существенными ограничениями.

Небольшие разности потенциалов, которыми пренебрегают при разработке и эксплуатации электронных схем, могут также вносить существенные помехи. Для их устранения предложены различные меры: специальная конструкция проводки, соединение центральной точки с заземляющей шиной, разделение общих шин цифровых и аналоговых компонентов и др.

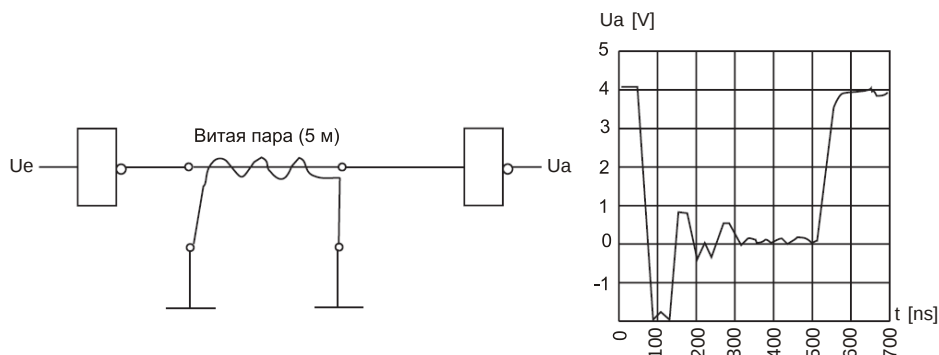
### 7.1.3. Помехи, вызванные отражениями в линии

Отражения в линии особенно сильно проявляются при наличии цифровых схем управления. Причина этого заключается в волнообразном распространении электронов в проводнике и их отражениями при "соударении" с другим концом линии. Поскольку отраженная волна может достигнуть такого уровня напряжения, который превышает запас помехоустойчивости (отношение "сигнал/шум") микросхемы, это может привести к ошибкам переключения. Впрочем, эти отражения достигают значительной величины только в электрически длинных линиях.

Линия считается электрически короткой, если время прохождения составляет меньше половины длительности фронта управляющего сигнала. В табл. 7.1 приведены ориентировочные значения крутизны фронта и длины линии, выполненной из стального провода, для микросхем различных серий по данным [7.6].

**Таблица 7.1.** Зависимость электрической длины линии от крутизны фронта

| Серия микросхем | Крутизна фронта, нс | Электрическая длина линии не более, см |
|-----------------|---------------------|----------------------------------------|
| 74xx            | 5                   | 50                                     |
| 74S             | 2,5                 | 25                                     |
| 74LS            | 6                   | 55                                     |
| 74AS            | 1,8                 | 15                                     |
| 74НС/НСТ        | 6                   | 55                                     |
| 74LV            | 2,5                 | 25                                     |



**Рис. 7.10.** Отражения в электрически длинной линии [7.6]

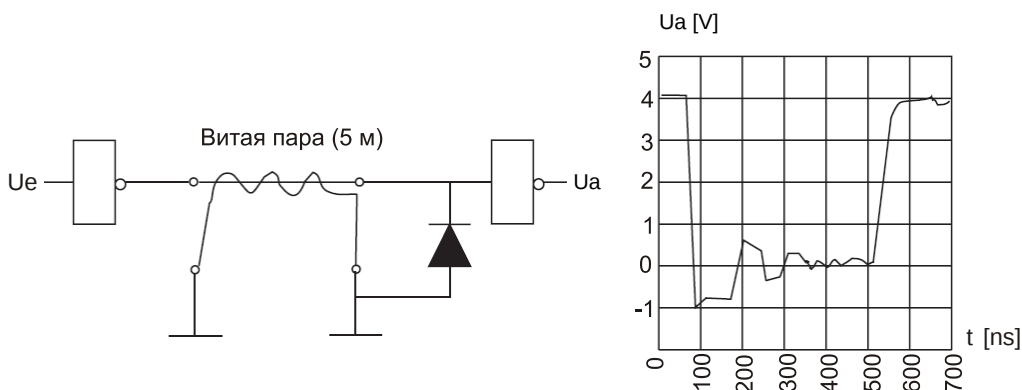
На рис. 7.10 изображен пример линии передачи и типичный вид сигнала в ней.

Для борьбы с отражениями в линии предложено много различных методов:

- ❑ Ограничить уровень напряжения отраженной волны, за счет чего будет уменьшено общее влияние отражения.
- ❑ Согласовать сопротивление линии так, чтобы отражения имели место только в определенной части линии.
- ❑ Уменьшить крутизну фронта управляющей микросхемы.

### Ограничение отраженной волны

При подключении диода на конце линии амплитуда отраженной волны будет ограничена прямым напряжением  $p$ - $n$ -перехода (рис. 7.11). За счет этого уровень напряжения будет снижен настолько, что паразитный сигнал останется в допустимых границах.



**Рис. 7.11.** Согласование линии с нагрузкой при помощи ограничивающего диода [7.6]

## Согласование линии в конце

Линия считается согласованной, когда волновое сопротивление равно сопротивлению оконечной нагрузки. Таким образом, для устранения отраженных сигналов в большинстве случаев достаточно согласовать линию на конце. При таком согласовании отсутствует отраженная волна, распространяющаяся в обратном направлении (рис. 7.12).

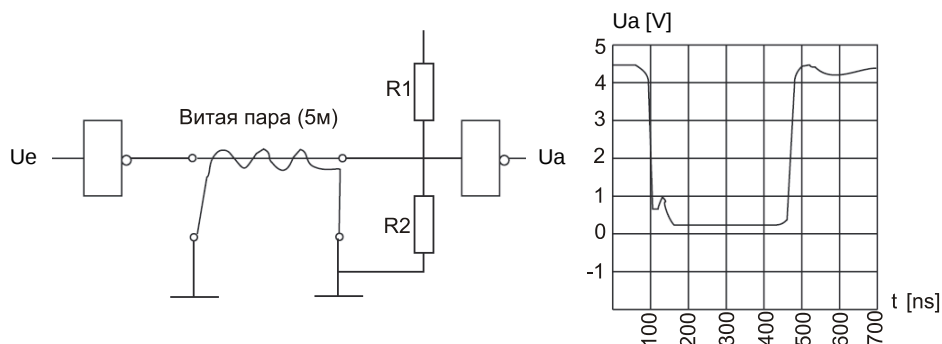


Рис. 7.12. Согласование линии на конце [7.6]

Витая пара из монтажных проводов обладает волновым сопротивлением около 120 Ом. Поскольку входное сопротивление микросхемы превышает 1 кОм, для согласования линии необходим дополнительный внешний резистор. Чтобы уровень сигнала не изменился, используется делитель напряжения из резисторов  $R_1 = 180$  Ом и  $R_2 = 360$  Ом, что в результате обеспечивает требуемый логический уровень на входе микросхемы. Параллельное соединение резисторов дает окончное сопротивление 120 Ом.

Недостатки этой схемы — большие токи через делитель напряжения и необходимость в микросхеме формирователя. Рассмотренную схему часто применяют при высоких скоростях передачи данных. Чтобы уменьшить ток через согласующий резистор, используют активные динамические нагрузки.

## Согласование линии в начале

Если линия согласована только в начале, то это подавляет отраженную волну, распространяющуюся вперед.

Входные сопротивления микросхем ТТЛ при спаде сигнала лежат в диапазоне от 10 до 30 Ом, а при нарастании — от 50 и 350 Ом. В каждом случае для нарастающего фронта возможно согласование за счет последовательно включенного сопротивления. При спаде сигнал закорачивается через диод (рис. 7.13).

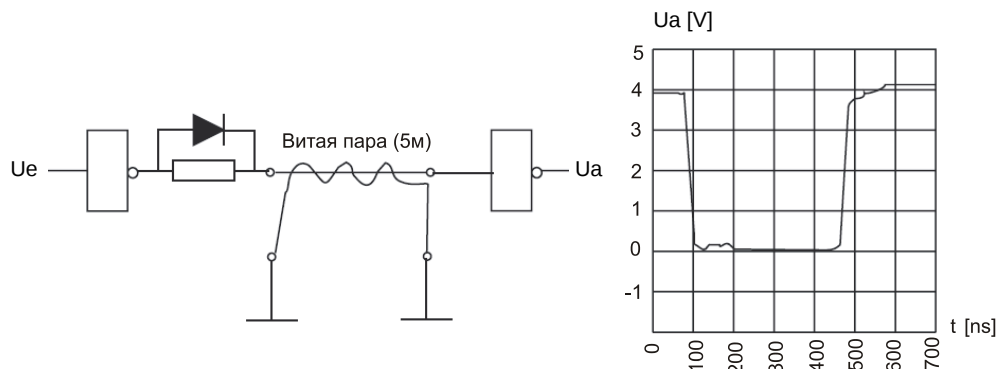


Рис. 7.13. Согласование линии в начале

### 7.1.4. Ошибки, возникающие за счет среды передачи

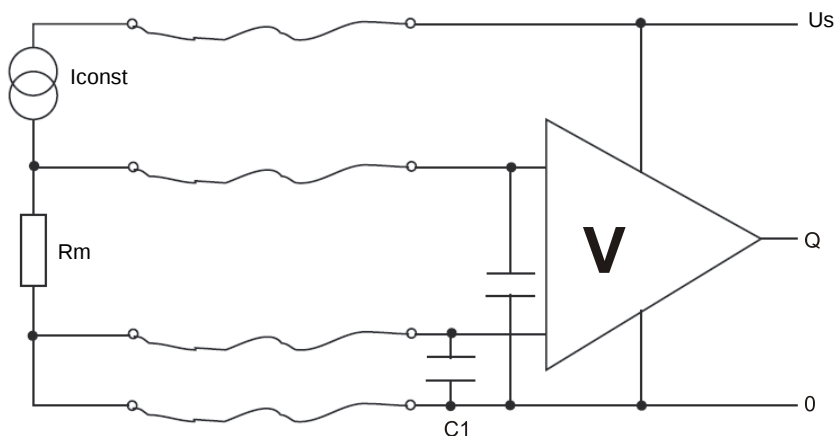
Источниками ошибок, возникающих за счет свойств среды передачи, являются сопротивление, емкость и температурные зависимости этих величин. Они приобретают значение, прежде всего, при очень длинных линиях передачи или при очень маленьких токах и напряжениях. Избежать ошибок, обусловленных средой передачи, можно либо за счет схемотехнических решений, либо за счет перехода на цифровую передачу сигналов.

## 7.2. Варианты передачи данных

В данном разделе основное внимание уделяется цифровой передаче данных, поскольку аналоговые способы слишком подвержены риску возникновения ошибок. Несмотря на это, необходимо привести и некоторые соображения относительно передачи аналоговых сигналов.

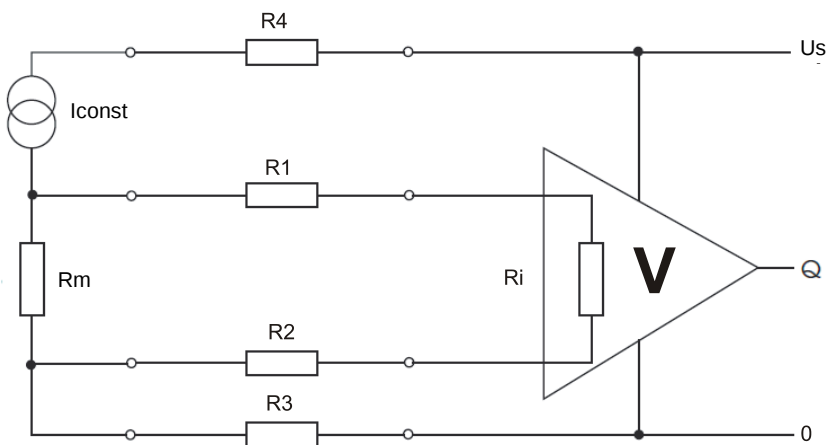
### 7.2.1. Передача аналоговых замеров

Основная проблема при передаче данных измерений в аналоговой форме на большие расстояния — влияние линии. При этом требуется устранить ошибки передачи, вызванные сопротивлением линии и влиянием температуры. Сопротивлением линии (как и его изменениями) можно пренебречь, если оно значительно меньше, чем входное сопротивление принимающего устройства. Хотя восприимчивость к помехам при этом и возрастает, датчик измеряемой величины должен обладать малым выходным сопротивлением, чтобы иметь возможность поддерживать низкоомное оконечное сопротивление линии. В шине заземления тоже образуются напряжения, которые могут вносить свой вклад в помехи. Для устранения помех рекомендуется четырехпроводная схема, изображенная на рис. 7.14, поскольку в ней предусмотрено подавление всех возможных источников помех.



**Рис. 7.14.** Четырехпроводная схема передачи аналогового сигнала

Посредством конденсаторов  $C1$  и  $C2$  на конце линии закорачивается контур переменного напряжения. Благодаря этому достигается дополнительное снижение паразитных напряжений, когда измеряемая величина меняется достаточно медленно. Эквивалентная схема приведена на рис. 7.15.



**Рис. 7.15.** Эквивалентная схема четырехпроводной схемы передачи аналогового сигнала

Ошибка передачи данных измерений в подобной схеме равна  $(R1 + R2)/Ri$ , поскольку сопротивления  $R3$  и  $R4$  лишь вырабатывают напряжение в цепи источника тока. Ошибка напряжения при передаче через сопротивление  $R3$  компенсируется за счет съема измеряемого значения с незаземленного контура.

Чтобы на основании этих теоретических рассуждений получить практические значения, рассмотрим следующие примерные цифры для линии длиной 100 м (табл. 7.2).

**Таблица 7.2.** Зависимость сопротивления линии от температуры

| Диаметр проводника, мм | R1 = R2 при 20 °С, Ом | Погрешность для $\pm 30$ °С, Ом |
|------------------------|-----------------------|---------------------------------|
| 0,2                    | 55,8                  | $\pm 6,5$                       |
| 0,1                    | 223                   | $\pm 26$                        |

Как видим, в рабочем диапазоне температур изменение сопротивления достигает 11%.

## 7.2.2. Передача цифровых значений

Для простоты рассмотрим только те случаи, когда ни напряжение, ни ток не используются для переноса информации. При разработке схемы, подходящей для наших целей, необходимо сделать оптимальный выбор между следующими показателями:

- объем информации;
- форма представления имеющихся данных;
- расстояние;
- схемотехнические затраты.

Простейшее решение — передача частот или последовательностей импульсов. При этом число проводов и физические параметры жестко заданы. Если имеющиеся значения представлены в двоичной форме, необходимо решить, следует ли выбрать последовательную или параллельную передачу. При этом не в последнюю очередь учитывают такие критерии, как объем передаваемых данных и доступная техника.

Приведем пример расчета. Скорость ввода данных через последовательный интерфейс ПК не превышает 115 000 бит/с. Протокол передачи данных предусматривает передачу блоков, состоящих из 8 битов данных и 4 битов служебной информации (1 стартовый бит, 1 бит четности и 2 стоповых бита). Используя 8-разрядный аналого-цифровой преобразователь, можно передать не более 9580 значений измеряемой величины в секунду. Если увеличить число разрядов до 10 или 12, то на передачу каждого замера потребуется отправлять два пакета данных, а это значит, что в секунду можно будет передать только 4790 замеренных значений. Следовательно, для передачи больших объемов данных требуются либо другие аппаратные средства, либо параллельная передача данных.

Такой критерий, как "расстояние", может рассматриваться как с технической, так и с экономической точки зрения. С чисто технической точки зрения, при увеличении протяженности линии связи возможные скорости передачи данных уменьшаются. Если говорить о параллельной передаче данных, то стоимость многожильного кабеля отнюдь не является таким уж несущественным фактором. Кроме того, при увеличении длины кабеля следует учитывать и возрастание затрат на каскады усилителей мощности.

При небольших объемах передаваемых данных и наличии компьютера можно снизить затраты на оборудование. В качестве компромисса можно передавать данные по специализированному управляющему протоколу, который учитывает динамические свойства линии передачи.

### Пример 1: выносная клавиатура

На рис. 7.16 приведена блок-схема измерительной системы с выносной консолью для ввода данных. В данном конкретном случае выносная алфавитно-цифровая клавиатура установлена в 100 метрах от компьютера, а вся система управляется с помощью нескольких реле.

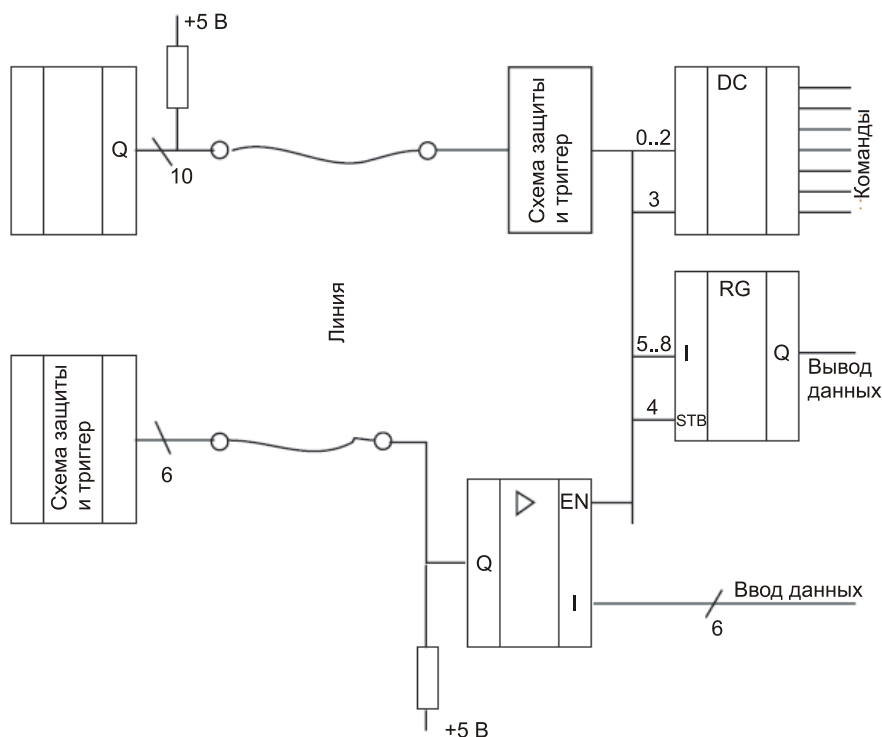
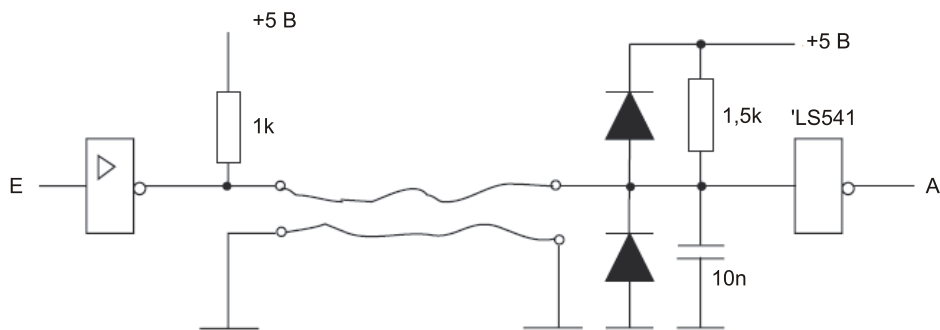


Рис. 7.16. Блок-схема системы измерений и передачи данных с выносным пультом ввода данных

Проблема здесь заключается в том, что обслуживание схемы должно осуществляться через используемый 30-жильный кабель. Для передачи данных в прямом и обратном направлении требуются 16 сигнальных линий, а 14 остальных необходимы для обслуживания. Такое распределение неблагоприятно для заземляющей шины, потому что питающий ток через предоконечный каскад кабеля меньше, чем ток, текущий в обратном направлении. Внутреннее сопротивление, появляющееся в результате этого в питающем кабеле, составило примерно 7 Ом на 100 м, что сделало невозможной требуемую оконечную нагрузку шины.

Поскольку нужно было гарантировать минимальный питающий ток, прежде всего необходимо найти возможность уменьшения тока через предоконечный каскад кабеля. Схема, изображенная на рис. 7.17, была выбрана по следующим соображениям:

- Состояние линии необходимо поддерживать таким, чтобы по ней протекали лишь небольшие токи. Поскольку низкий уровень (для микросхем ТТЛ) сложнее регулировать, в качестве нейтрального был выбран высокий уровень. Кроме того, с помощью подтягивающих резисторов в статическом состоянии уровень был поднят до  $U_s$ , за счет чего удалось добиться лучшего отношения сигнала к шуму.
- За счет установки диодов выбросы напряжения были снижены до допустимого уровня входного напряжения триггера. Диоды необходимы, в первую очередь, для того, чтобы ограничить уровень отраженной волны.
- С помощью конденсатора достигается снижение крутизны фронтов, т. к. он вместе с сопротивлением линии задает постоянную времени. Уменьшение крутизны фронтов также уменьшает перекрестные наводки. Дополнительно этот конденсатор обеспечивает подавление высокочастотных помех.



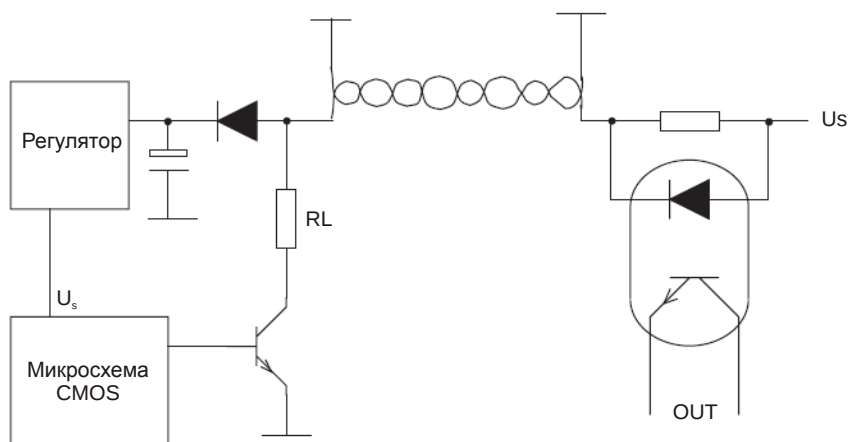
**Рис. 7.17.** Входной и выходной каскады для передачи данных на дальние расстояния

Если программно можно гарантировать, что низкий уровень одновременно принимают не более 8 линий, то питающее напряжение остается в заданных пределах. Перед программным обеспечением ставится дополнительная задача подавления ложных переключений, возникающих вследствие ошибок за счет времени распространения и переходных процессов.

## Пример 2: минимизация длины кабеля

Еще одна распространенная задача — снижение затрат на прокладку линии. С этой целью можно выбрать более простые разъемы и дешевый кабель. Интересное ре-

шение заключается в модуляции рабочего тока. При этом можно обойтись обычным двухжильным кабелем (рис. 7.18).



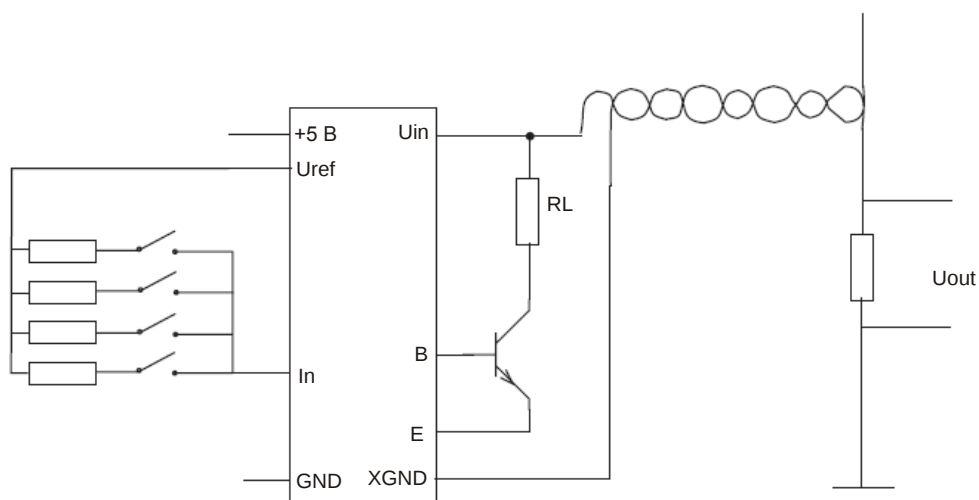
**Рис. 7.18.** Передача данных посредством модуляции тока

Современные микросхемы способны работать с токами в несколько миллиампер. При снижении рабочего тока можно реализовать последовательную передачу данных. В приемном устройстве ток преобразуется аналого-цифровым преобразователем. Чтобы обеспечить требуемый ток покоя микросхемы, датчик зашунтирован сопротивлением. На приемной стороне осуществляется развязка и стабилизация напряжения питания. Для модуляции тока в схеме предусмотрен транзистор и сопротивление нагрузки.

### Пример 3: минимизация длины кабеля — передача большего числа состояний

Если требуется передавать большой объем данных, рабочий ток можно также модулировать линейно. Для этой цели подойдут стандартные микросхемы, например XTR116 [7.7] производства Texas Instruments. XTR116 обеспечивает модуляцию рабочего тока от 4 до 20 мА, причем токи ниже 4 мА могут использоваться для собственных нужд.

Микросхема XTR116 усиливает ток, подаваемый на вход, в 100 раз. Следовательно, для получения выходного тока 1 мА на вход требуется подать 10 мкА. Опорное напряжение на XTR116 составляет 4 В, следовательно, при выходном токе 1 мА сопротивление составляет 400 кОм. При ступенчатой регулировке сопротивлений (400, 200, 100, 50 кОм) можно передавать различные кодовые комбинации клавиш.



**Рис. 7.19.** Передача большого числа управляющих сигналов посредством модуляции тока

На приемной стороне на сопротивлении нагрузки измеряется падение напряжения, которое с помощью аналого-цифрового преобразователя вновь преобразуется в цифровой сигнал.



## Глава 8

# Предварительная обработка результатов измерений

До или после передачи измеренных значений к месту их окончательной обработки в большинстве случаев необходима предварительная обработка сигнала. Ее цели разнообразны:

- ☐ улучшение отношения "сигнал–шум";
- ☐ корректировка данных с тем, чтобы они находились в пределах заданного уровня;
- ☐ сужение частотного диапазона;
- ☐ синхронизация временных характеристик, а также многое другое.

Компоненты, описанные далее, служат для решения перечисленных задач. Важно отметить, что цифровые методы здесь почти не используются. Единственное практически важное исключение — цифровая фильтрация сигнала.

## 8.1. Аналоговые схемы фильтрации

Фильтры подходят для решения двух основных задач: улучшение отношения сигнал/шум, а также для отбора информации из многокомпонентного сигнала.

Селекцию сигналов можно осуществлять двумя способами. Первый состоит в отфильтровывании полезного сигнала. Распространенный пример данного подхода — радиоприемник. С точки зрения измерительной техники прием амплитудно-модулированного сигнала рассматривается как снятие амплитудной характеристики в узком диапазоне частот — для этой цели применяется избирательный микровольтметр. Второй способ — подавление определенного сигнала (сигналов) в некотором частотном диапазоне. Здесь в большинстве случаев речь идет о фильтрации помех, таких как фон сети или шум дискретизации.

Собственные шумы электронных компонентов, обусловленные случайным перемещением электронов в материале, оказывают свое негативное влияние в тех случаях, когда измеряемая величина мала. Поскольку мощность шумов пропорциональна ширине спектра сигнала, сужение частотного диапазона всегда приводит к уменьшению доли шумов в сигнале.

В электронике различают четыре типа фильтров:

- ☐ фильтр низких частот — подавляет высокие частоты;
- ☐ фильтр высоких частот — подавляет низкие частоты;

- полосовой фильтр — пропускает определенную полосу частот;
- заграждающий фильтр — подавляет определенную полосу частот.

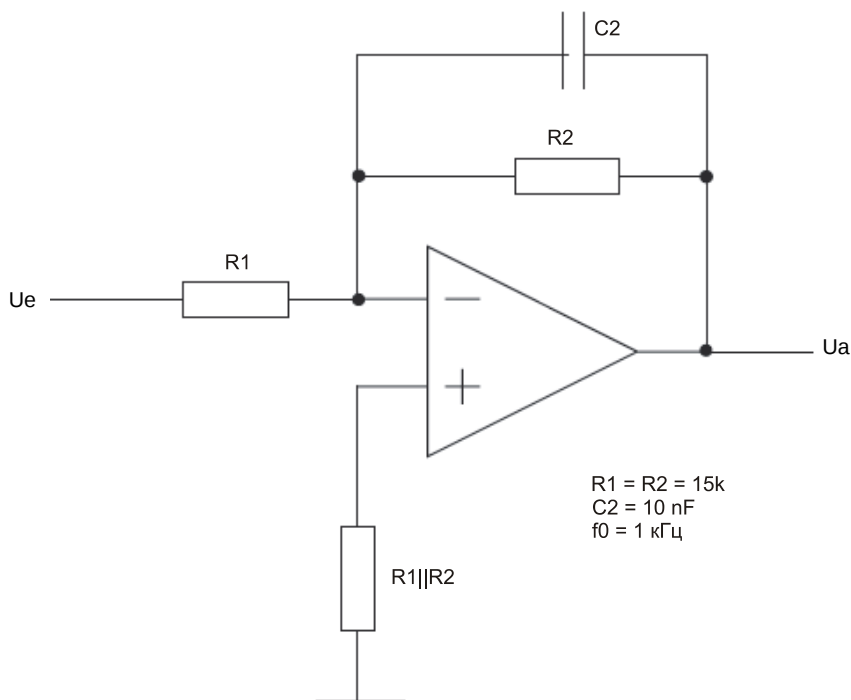
Первые два фильтра — базовые, а последние два получаются путем комбинации фильтров высоких и низких частот.

В зависимости от требований к качеству и свойствам фильтров существуют различные схемотехнические реализации. Критерием качества схемы фильтрации служит спад коэффициента усиления на границах частотного диапазона. Для обычного RC-фильтра он составляет 20 дБ на декаду (что соответствует падению амплитуды на 10% при увеличении частоты в 10 раз). Такие фильтры называют фильтрами первого порядка. Эмпирическое правило гласит, что фильтр  $n$ -го порядка обладает спадом характеристики, равным  $n \times 20$  дБ на декаду. Впрочем, это правило приближенное, потому что характеристики активного фильтра сильно зависят от выбранной микросхемы.

В книге [8.1] представлено всеобъемлющее сравнение различных фильтров с примерами численных расчетов. Здесь мы рассмотрим лишь некоторые основополагающие схемы. Все схемы, приведенные далее, цитируются по книге [8.2].

### Фильтр низких частот первого порядка

В соответствии со схемой, фильтр низких частот представляет собой усилитель со спадом коэффициента усиления на высоких частотах.



**Рис. 8.1.** Простой активный фильтр низких частот

Поскольку усиление определяется соотношением  $R_2/R_1$ , фильтрация достигается за счет уменьшения сопротивления резистора  $R_2$  с ростом частоты из-за шунтирующего действия конденсатора  $C_2$  (рис. 8.1).

Граничную частоту фильтра низких частот определяют по следующей формуле:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}. \quad (8.1)$$

### Фильтр низких частот второго порядка

В фильтре низких частот второго порядка в петлю обратной связи операционного усилителя включены две резистивно-емкостных цепочки (рис. 8.2). За счет этого увеличивается крутизна спада коэффициента усиления на граничной частоте.

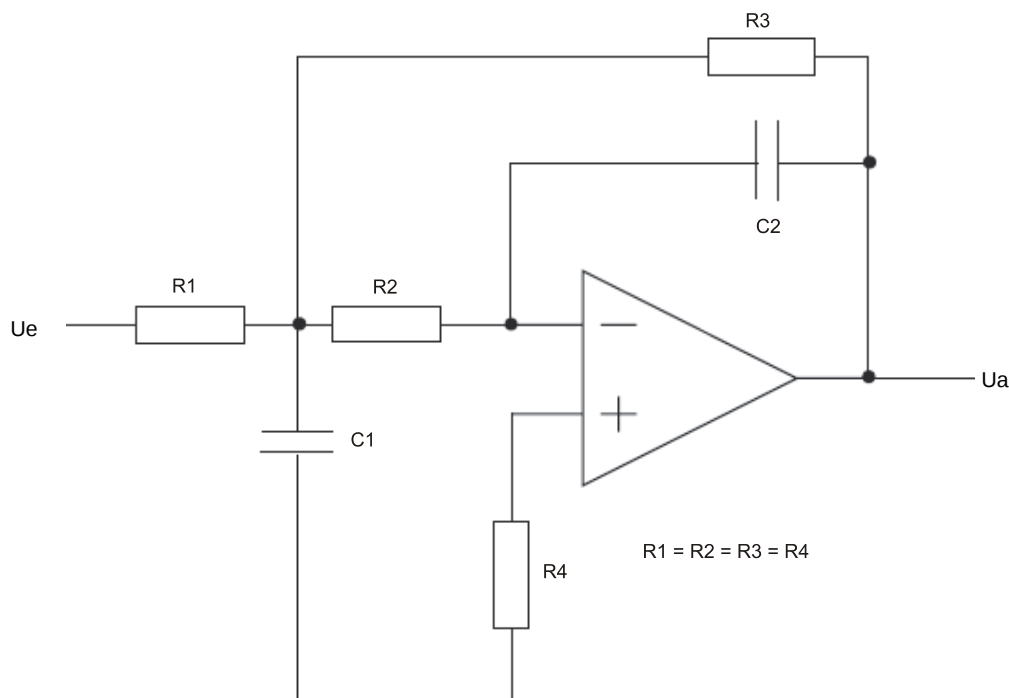


Рис. 8.2. Фильтр низких частот второго порядка (Фильтр Баттерворта)

При  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  емкости конденсаторов фильтра рассчитывают по следующим формулам:

$$C_2 = \frac{1,41}{6\pi f_0 R}; \quad C_1 = \frac{3}{2,82\pi f_0 R}. \quad (8.2)$$

## Фильтр высоких частот первого порядка

Коэффициент передачи фильтра высоких частот пропускания на низких частотах мал и он растет с повышением частоты. Это достигается за счет последовательного подключения конденсатора и резистора R1 к операционному усилителю, поскольку емкостное сопротивление конденсатора при увеличении частоты падает (рис. 8.3).

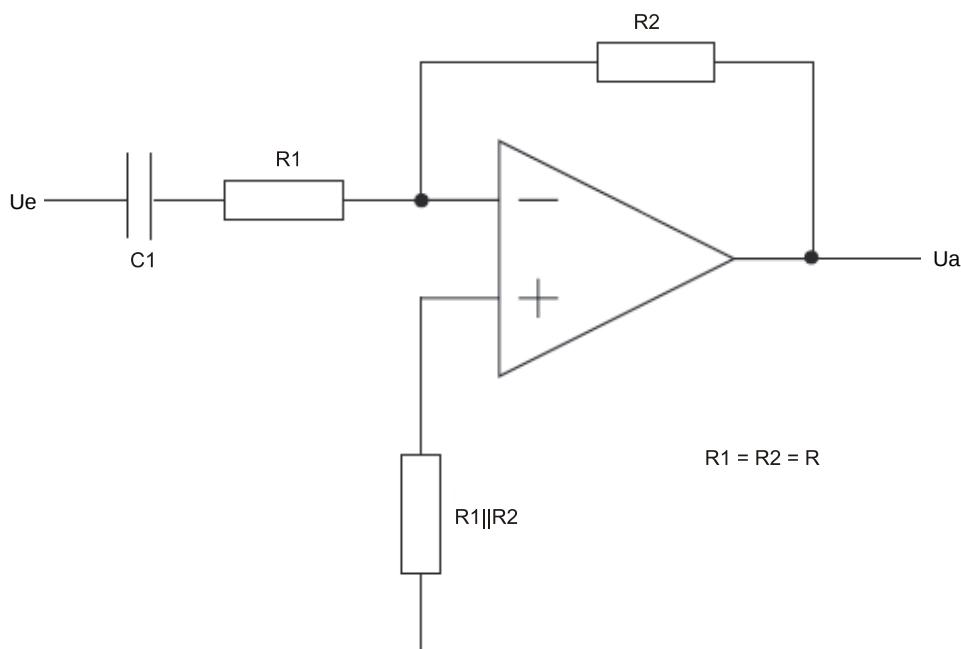


Рис. 8.3. Фильтр высоких частот первого порядка

Граничную частоту высокочастотного фильтра первого порядка рассчитывают по следующей формуле:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (8.3)$$

## Фильтр высоких частот второго порядка

По аналогии с фильтром низких частот, фильтр высоких частот второго порядка имеет два звена в цепи обратной связи (рис. 8.4). Но при этом операционный усилитель работает в неинвертирующем режиме.

При  $R_2 = 4R_1$  граничная частота будет равна:

$$f_0 = \frac{1}{4\pi R_1 C}. \quad (8.4)$$

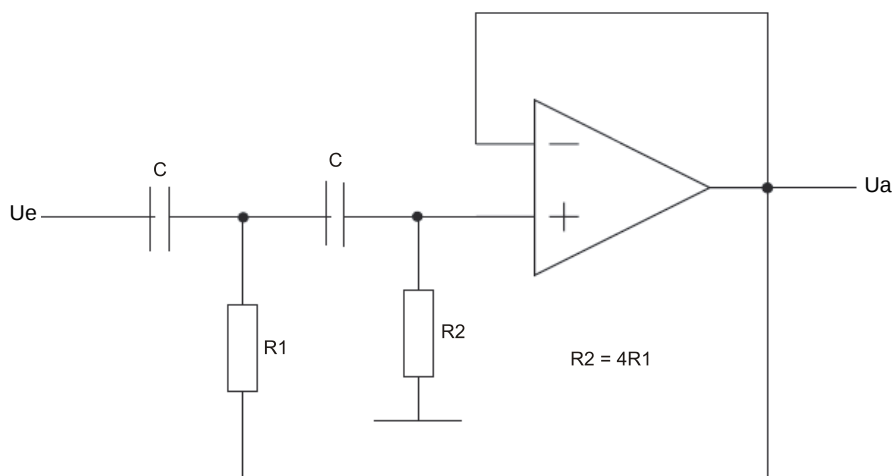


Рис. 8.4. Фильтр высоких частот второго порядка

### Полосовой фильтр первого порядка

Простой полосовой фильтр представляет собой комбинацию фильтров высоких и низких частот. Схема такого фильтра (по данным [8.3]) приведена на рис. 8.5. Цепочка  $R1 - C1$  ограничивает полосу пропускания по низким частотам, а  $R2 - C2$  — по высоким.

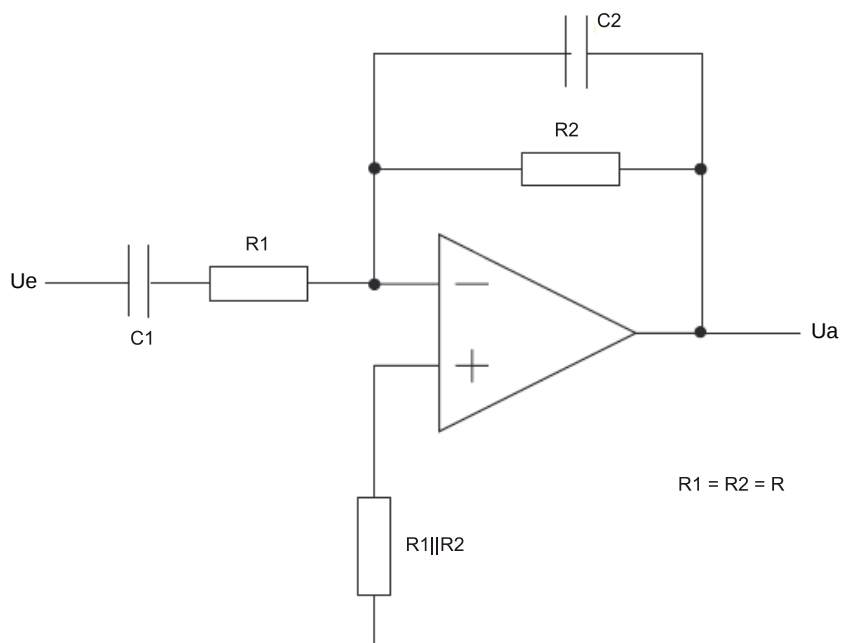


Рис. 8.5. Простой полосовой фильтр первого порядка [8.3]

## 8.2. Цифровые фильтры

Современные процессоры и устройства обработки сигналов осуществляют высокоскоростную дискретизацию и квантование исходного сигнала, фильтрацию полученных отсчетов с помощью математических функций, а также обратное преобразование цифровых сигналов в аналоговую форму.

Поскольку при синтезе цифровых фильтров интенсивно используется математический аппарат, нагляднее всего принцип цифровой фильтрации можно проиллюстрировать с помощью простого численного эксперимента.

### 8.2.1. Формирование среднего значения

Рассмотрим простой фильтр низких частот первого порядка. Возьмем за основу принципиальную схему интегратора, изображенную на рис. 8.1, и исключим из нее резистор  $R_2$ . Если сопротивление  $R_2$  в формуле (8.1) устремить к бесконечности, то частота обратится в ноль.

Попробуем реализовать эти аналоговые функции в виде цифровых операций. Определенный интеграл функции  $f(x)$  на промежутке  $[a, b]$  представляет собой площадь криволинейной фигуры, ограниченной графиком функции  $f(x)$ , осью абсцисс и прямыми  $x = a$  и  $x = b$ . Следовательно, среднее значение можно выразить через сумму дискретных значений, причем суммарное отклонение измеренного значения функции от среднего стремится к нулю (рис. 8.6).

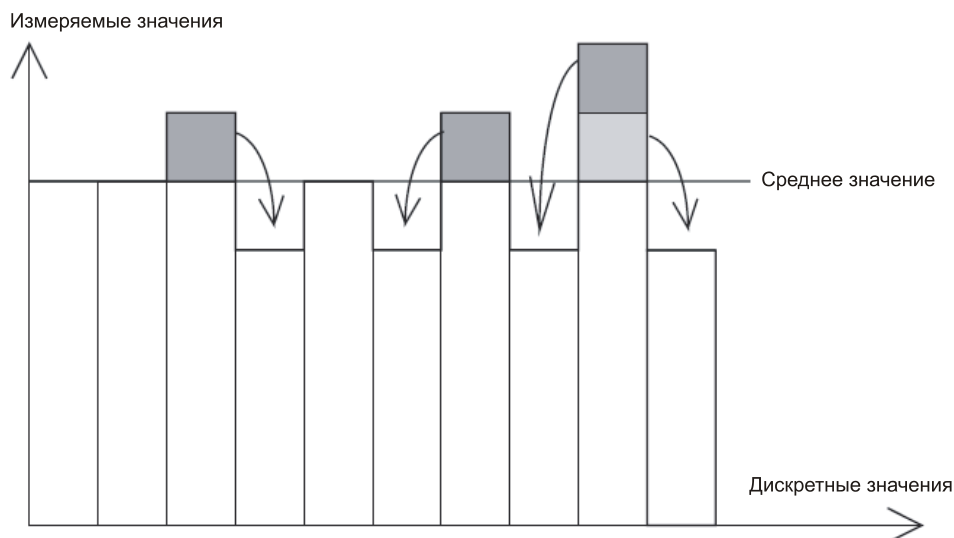


Рис. 8.6. Построение среднего значения по графику функции

Поэтому построение среднего значения по результатам дискретных замеров представляет собой интегрирование. Таким образом, мы реализуем граничное значение этой функции, равное нулю, и обозначаем среднее, как постоянную составляющую нашей функции.

Но, поскольку мы хотим получить временную характеристику и граничное значение, большее нуля, мы сокращаем число наблюдаемых замеров. Например, построим среднее значение по десяти смежным результатам измерений. При таком подходе медленные изменения сказываются на получаемом значении, а быстрые — "проглатываются". "Граничную частоту" осреднения нашего фильтра мы устанавливаем исходя из числа используемых отсчетов. Если мы хотим, чтобы функции были непрерывны по времени, то реализуем с помощью математических формул скользящее среднее.

Теперь уже можно сказать, что решение задания 5.4 из главы 5 представляет собой фильтр низких частот первого порядка. Порядок определяется вашей серией измерений.

За счет детальной математической обработки дискретных измерений можно реализовать и другие фильтры, более высоких порядков.

### 8.2.2. Накопленное среднее значение

При численной обработке средних значений требуется определенный объем памяти для хранения всей последовательности дискретных значений, а это возможно не всегда. При работе с накопленными средними значениями большой объем памяти для хранения данных не нужен. Не требуется и сложение всех замеров, так что функция выполняется относительно быстро, особенно в двоичной системе счисления.

При расчете 16-ступенчатого нормального среднего новое значение замеренной величины записывается в конец строки, а самое старое значение на другом конце последовательности аннулируется. Полученная сумма делится на 16. При работе с накопленным средним промежуточные дискретные значения не сохраняются, вычисляется только сумма замеров. Поскольку отдельные значения замеряемой величины больше не фиксируются, аннулируется условная величина, принимаемая как самое старое из замеренных значений. Для этого из общей суммы, состоящей из 16 замеров, вычитается 1/16 часть, а вместо нее добавляется новое замеренное значение. Чтобы получить результат, нужно новую сумму снова разделить на 16. Этот алгоритм можно представить так:

$$\sum_{\text{нов}} = \sum_{\text{стар}} - \sum_{\text{стар}}/16 + \text{Замер}_{\text{нов}} ; \text{Среднее}_{\text{нов}} = \sum_{\text{нов}}/16 . \quad (8.5)$$

Если операндами являются двоичные числа, то обе необходимых операции деления выполняются как операции сдвига.

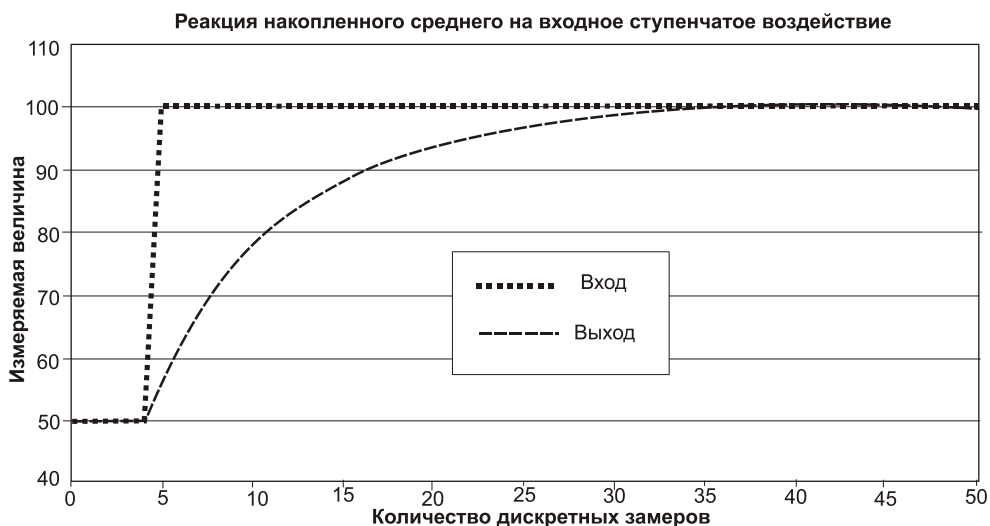
Рассмотренный подход, впрочем, обладает и недостатком по сравнению с расчетом обычного среднего. Он реализует принцип вычисления разницы между замеренным значением и средним. Если после 16 замеров, где  $16 \times \text{Замер} = 100$ , следуют только нули, т. е. имеет место скачок, то нормальное среднее за последующие 16 шагов будет линейно уменьшаться, пока не сравняется с нулем. Для накопленного среднего от суммы 16 последних замеров каждый раз будет отниматься лишь одна шестнадцатая часть общей суммы. Хотя накопленное среднее в этом случае тоже будет падать, но гораздо медленнее, и потребуются значительно больше шагов,

прежде чем будет достигнуто нулевое значение. Если точность фильтра составляет 0,1%, то на достижение фактического значения, равного нулю, потребуется более 90 шагов. Характер изменения функций средних значений иллюстрирует рис. 8.7.

На рис. 8.8 показана реакция функции накопленного среднего на ступенчатое входное воздействие.



**Рис. 8.7.** Поведение функции накопленного среднего



**Рис. 8.8.** Реакция функции накопленного среднего на ступенчатое входное воздействие

### 8.2.3. Медианный фильтр

Медианный фильтр чаще встречается при обработке изображений, чем в измерительной технике. Если рассматривать подобный фильтр в одномерном случае, то он особенно хорошо подходит, чтобы удалять из последовательности измерений случайные "выбросы". Основа медианной обработки — алгоритм сортировки, который упорядочивает все вновь появляющиеся значения замеров по их величине. В соответствии с названием фильтра, из этого отсортированного ряда берется значение, расположенное в середине ("медиана").

Фильтр работает относительно быстро, впрочем, временные затраты на его работу возрастают в зависимости от размера фильтра нелинейно. Поэтому чаще всего фильтр состоит из трех, пяти или семи элементов. В медианном фильтре всегда должно быть нечетное число элементов, чтобы однозначно определить "медианное" значение.

В табл. 8.1 приведен пример медианного фильтра с окном, размер которого составляет 5 отсчетов.

**Таблица 8.1. Пример медианного фильтра с окном в 5 отсчетов**

| Отсчеты → |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|-----------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 14        | 16 | 15 | 19 | 12 | 15 | 16 | 15 | 13 | 17 | 15 | 14 | 15 | 9  | 14 | 15 | 16 | 15 | 17 | 11 |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    | 12 |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    | 14 | 12 |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    | 15 | 15 | 12 |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    | 16 | 15 | 15 | 12 |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
| ==        | == | == | →  | 19 | 16 | 15 | 15 | 12 |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           | == | == | == | →  | 19 | 16 | 15 | 13 | 13 |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    | == | == | == | →  | 19 | 16 | 15 | 15 | 13 |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    | == | == | == | →  | 19 | 15 | 15 | 15 | 13 |    |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    | == | == | == | →  | 16 | 16 | 15 | 14 | 13 |    |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    |    | == | == | == | →  | 17 | 16 | 15 | 14 | 9  |    |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 17 | 15 | 15 | 14 | 9  |    |    |    |    |    |
|           |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 17 | 15 | 15 | 14 | 9  |    |    |    |    |
|           |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 17 | 15 | 14 | 14 | 9  |    |    |    |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 17 | 15 | 14 | 14 | 9  |    |    |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 15 | 15 | 15 | 14 | 14 |    |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 15 | 15 | 15 | 15 | 11 |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 16 | 15 | 15 | 15 |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 16 | 16 | 15 |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 17 | 16 |
|           |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    | == | == | == | →  | 17 |

## 8.3. Выпрямитель

В различных ситуациях бывает необходимо выпрямлять поступающий сигнал. Обычные диоды обладают нелинейными характеристиками и не подходят для небольших напряжений и точных измерений. В таких случаях прибегают к операционному усилителю и выполняют линейаризацию характеристик.

### 8.3.1. Однополупериодный выпрямитель

Такой выпрямитель подходит, если требуется обработать только одну полуволну сигнала. Операционный усилитель может быть включен как инвертирующим, так и неинвертирующим. На рис. 8.9 приведена схема неинвертирующего однополупериодного выпрямителя, описанная в [8.4].

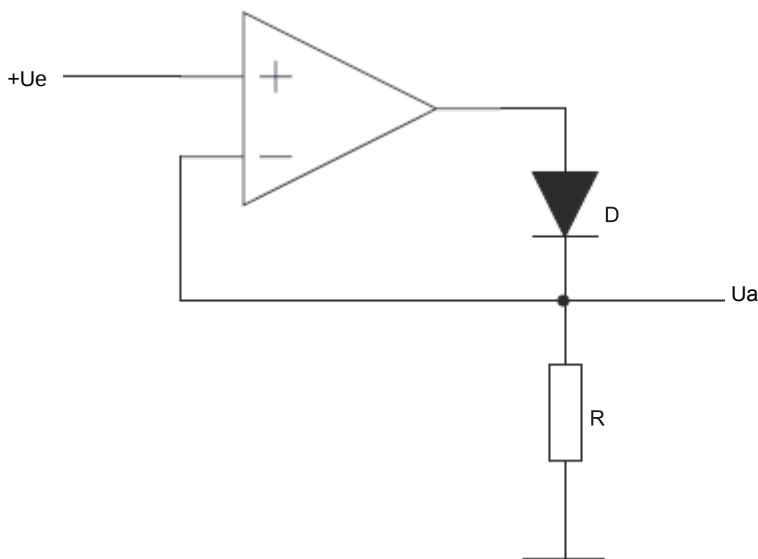
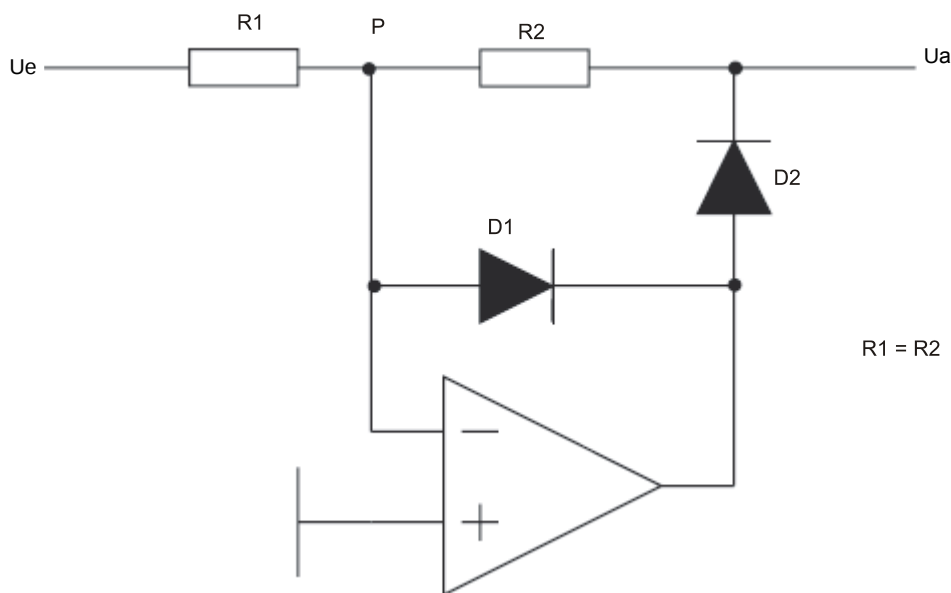


Рис. 8.9. Неинвертирующий однополупериодный выпрямитель [8.4]

Идея состоит в том, что напряжение смещения операционного усилителя равно нулю. Как ясно из рис. 8.9, это приводит к протеканию тока через диод при положительной полуволне входного напряжения, в результате напряжение на сопротивлении  $R$  равно входному. При отрицательной полуволне диод заперт, поэтому выходное напряжение оказывается нулевым. Поскольку операционный усилитель входит в режим насыщения, граничная частота оказывается небольшой. Достоинство рассмотренной схемы — высокое входное сопротивление.

Если взять высокоомный резистор и параллельно ему подключить конденсатор, то схема будет действовать как выпрямитель амплитудных значений.

При отрицательном входном напряжении в схеме, изображенной на рис. 8.10, токи через резисторы равны и в точке "Р" ток оказывается нулевым. Ток течет через диод D2. Поэтому значение выходного напряжения равно входному, но с противоположным знаком.



**Рис. 8.10.** Инвертирующий односторонний выпрямитель

При положительном входном напряжении нулевое значение в точке "Р" достигается за счет того, что напряжение на операционный усилитель поступает непосредственно через диод D1. Входное сопротивление этой схемы равно  $R1$ .

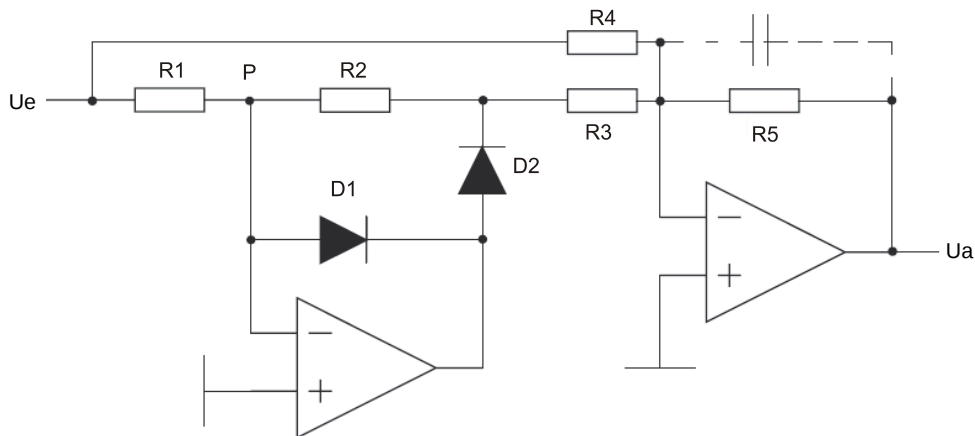
В обеих схемах, приведенных на рис. 8.9 и 8.10, выходное напряжение можно инвертировать, изменив полярность включения диодов.

### 8.3.2. Двухполупериодный выпрямитель

Если необходимы оба полупериода сигнала, применяется двухполупериодный выпрямитель. Представленные далее схемы реализуют этот принцип по-разному.

Схема, изображенная на рис. 8.11, составлена из однополупериодного выпрямителя и сумматора. При этом входное напряжение умножается на коэффициент, равный единице ( $R4 = R5$ ), выходное напряжение выпрямителя увеличивается в два раза ( $R5 = 2R3$ ).

Положительное входное напряжение через резистор  $R4$  поступает непосредственно на сумматор. Поскольку выпрямитель заперт, напряжение на его выходе равно нулю, так что он не влияет на выходное напряжение.

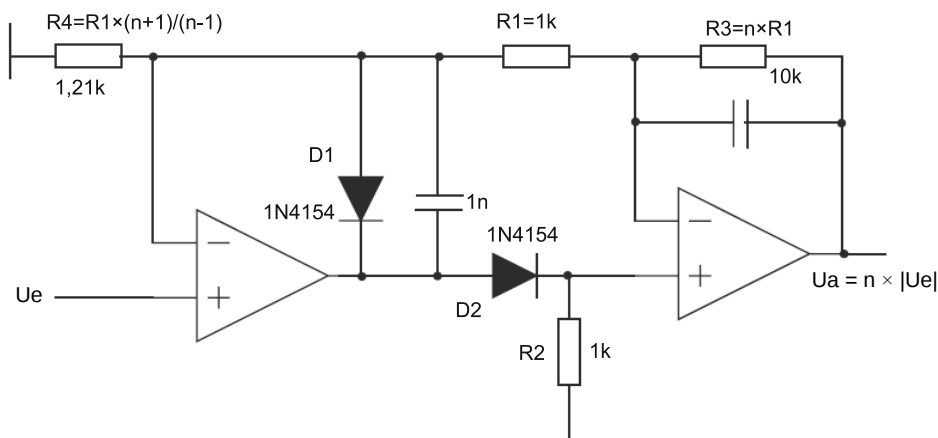


**Рис. 8.11.** Первый вариант реализации двухполупериодного выпрямителя [8.5]

При отрицательном входном напряжении оно подается на сумматор с положительным знаком, и за счет соотношения сопротивлений резисторов усиливается с коэффициентом 2. Поскольку при этом через резистор  $R4$  подается отрицательное входное напряжение, общее выходное напряжение схемы опять оказывается равным  $U_e$ .

Входное сопротивление этой схемы составляет  $R_x/2$ , т. к.  $R1$  и  $R4$  подключены к общей точке. Выходное сопротивление определяется операционным усилителем.

Преимущество второго варианта реализации схемы двухполупериодного выпрямителя (рис. 8.12) в том, что он обладает высоким входным сопротивлением и одновременно может выполнять функцию усилителя.



**Рис. 8.12.** Второй вариант реализации двухполупериодного выпрямителя [8.6]

Параметры компонентов определяют так:

$$R3 = n \times R1. \quad (8.6)$$

$$R4 = R1 \times (n + 1)/(n - 1). \quad (8.7)$$

Здесь  $n$  — коэффициент усиления.

Принцип действия схемы проще всего понять, если принять коэффициент усиления  $n = 1$ . При этом  $R4$  обращается в бесконечность и потому исключается из схемы. Мы исходим, прежде всего, из предположения, что входные токи операционных усилителей равны нулю. При положительном входном напряжении выходное напряжение снимается с первого ОУ, причем диод  $D1$  заперт, а диод  $D2$  открыт. Это изменение напряжения усиливает второй ОУ. Поскольку через резисторы  $R1$  и  $R3$  ток не течет, инвертированные сигналы с обоих операционных усилителей подаются на выход схемы, так что вся схема в целом работает как повторитель напряжения. При отрицательном входном напряжении диод  $D2$  запирается. Первый усилитель работает через диод  $D1$  как повторитель напряжения, так что входное напряжение приложено к  $R1$ . Теперь второй ОУ работает как инвертирующий усилитель, поскольку  $R2$  подключен к общей шине. Таким образом, отрицательное входное напряжение инвертируется на выходе схемы.

Описанная схема надежно работает и при малых входных напряжениях. Диапазон рабочих частот выходит далеко за пределы низкочастотной области. При помощи конденсатора, подключенного параллельно  $R3$ , устраняются колебания при изменении полярности входного сигнала.

### 8.3.3. Погрешности активных выпрямителей

В данном разделе будут рассмотрены два источника возможных погрешностей. Первый из них — конечное усиление операционного усилителя, вследствие чего может нарушаться линейность, что проявляется, в первую очередь, при малых напряжениях. Второй источник ошибок — переход входного напряжения через ноль. В тот момент, когда дифференциальное напряжение на входах операционного усилителя близко к нулю, обратная связь оказывает дополнительное внешнее воздействие. Поэтому выходное напряжение становится неконтролируемым. В результате возникают искажения, особенно заметные на высоких частотах. Следовательно, для схем выпрямителей нужно выбирать операционный усилитель с высокой скоростью нарастания выходного напряжения.

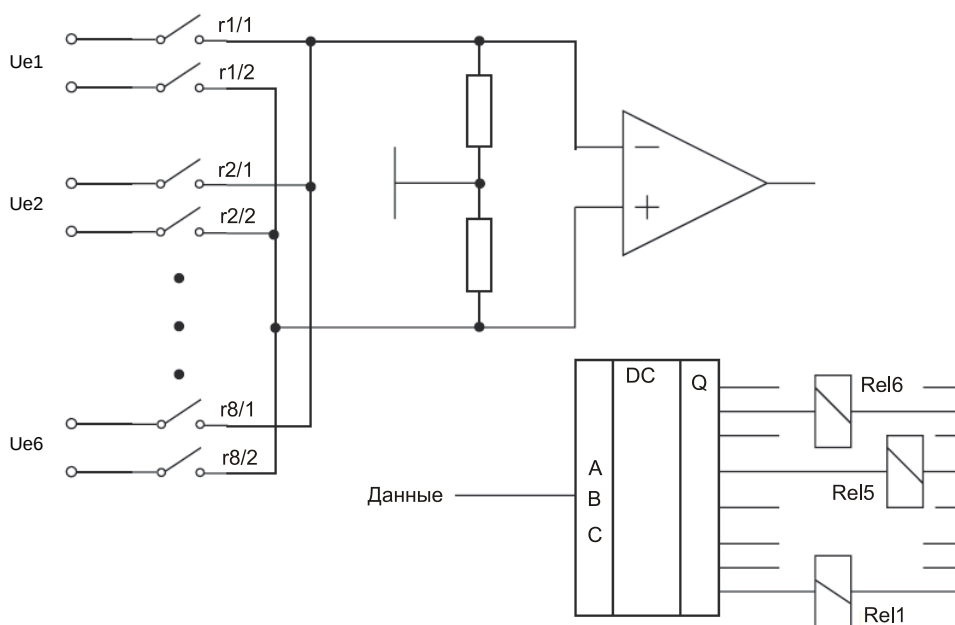
## 8.4. Мультиплексор

Мультиплексор служит для переключения между несколькими точками измерения. Мультиплексирование применяется также при передаче данных и для минимизации количества аналого-цифровых преобразователей. Мультиплексироваться могут как аналоговые, так и цифровые сигналы. Поскольку коммутация цифровых сигналов технической проблемы не представляет, сосредоточимся на переключении аналоговых сигналов.

### 8.4.1. Пассивный аналоговый переключатель

Механический контакт по-прежнему является самым надежным, и, с точки зрения технических параметров, самым лучшим переключателем. Поэтому в большинстве высококачественных измерительных приборов для переключения применяют герконовые реле. Дополнительное их преимущество в том, что коммутируемая цепь полностью гальванически отделена от всех других. Решается и проблема разности потенциалов между точками измерений и переключения между ними, потому что обе цепи изолированы друг от друга. Можно пренебречь и вкладом помех в измерительный сигнал. К недостаткам пассивного аналогового переключателя на реле можно отнести относительно высокие токи управления.

Симметричная схема переключения между точками измерений с использованием реле показана на рис. 8.13.



**Рис. 8.13.** Симметричная схема переключения между точками измерений с использованием реле

В представленной схеме точки измерений соединены симметричными линиями, каждая из которых коммутируется. Такое решение обеспечивает хорошее разделение каналов и уменьшенные сопротивления контактов в замкнутом состоянии. Поскольку в схеме применяются современные малогабаритные реле с небольшими управляющими токами, в большинстве случаев возможна работа с обычными ТТЛ-микросхемами. Необходимые защитные диоды уже подключены к обмоткам реле. Схема способна коммутировать высокочастотные сигналы.

Недостаток механического переключателя — ограниченная скорость его срабатывания. Кроме того, вновь возникает проблема дребезга контактов, вследствие которой минимальное время переключения составляет несколько миллисекунд.

Не менее важно и то, что ток через механический контакт не может быть сколь угодно малым. Для большинства контактов заданы минимальные токи. Если фактические токи оказываются ниже минимальных значений, то сопротивление контакта повышается. Поэтому существуют специальные сигнальные реле, которые спроектированы для работы с минимально возможными токами.

## 8.4.2. КМОП-переключатель

Преимущество КМОП-переключателей в том, что они обеспечивают намного меньшее время переключения по сравнению с механическими реле, рассмотренными ранее. К их недостаткам можно отнести высокое сопротивление в замкнутом состоянии, а также ограниченные условия эксплуатации.

Широко распространенная микросхема 4066 работает от напряжения питания 15 В и имеет типичное сопротивление в замкнутом состоянии 40 Ом (у современных электронных компонентов это сопротивление меньше одного ома). Коммутируемое входное напряжение может изменяться в пределах, ограниченных напряжением питания. Это серьезное ограничение, прежде всего, в случаях, когда требуется переключать двуполярные сигналы.

Преимущество КМОП-переключателей состоит еще и в том, что на их базе предлагается множество более сложных электронных компонентов — от многополярных переключателей до целых управляющих матриц. Некоторые из наиболее часто встречающихся компонентов этого типа перечислены в табл. 8.2.

**Таблица 8.2.** Некоторые интегральные КМОП-переключатели серии 4000

| Микросхема | Состав                         |
|------------|--------------------------------|
| 4016       | Четыре отдельных переключателя |
| 4066       | Четыре отдельных переключателя |
| 4051       | 8-канальный мультиплексор      |
| 4052       | Два 4-канальных мультиплексора |
| 4067       | 16-канальный мультиплексор     |
| 45100      | Матрица переключателей 4×4     |

Для коммутации двуполярных сигналов предлагаются и другие типы микросхем. Они в состоянии обрабатывать сигналы обеих полярностей, но для этого их необходимо питать двуполярными напряжениями. Уровень входного сигнала для таких переключателей обычно лежит в диапазоне  $\pm 10$  В. Среднее сопротивление в замкнутом состоянии составляет 150 Ом и более.

## 8.5. Устройства выборки и хранения

### 8.5.1. Автономные устройства выборки и хранения

Чтобы гарантировать неизменность входного сигнала в процессе измерения, его необходимо сохранять в течение определенного промежутка времени. При хранении значение сигнала не должно меняться, напротив, следует предусмотреть небольшой промежуток времени для завершения переходных процессов.

Принцип действия устройства выборки и хранения (УВХ) проиллюстрирован на рис. 8.14.

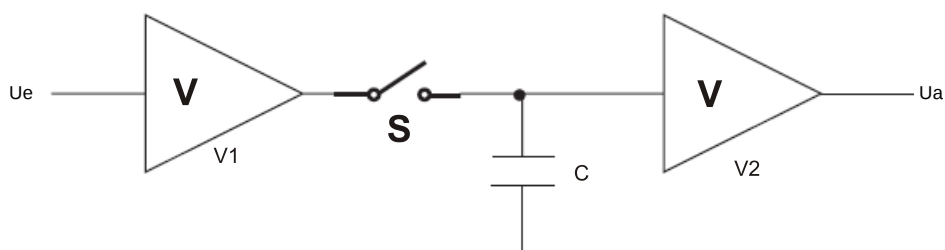


Рис. 8.14. Принцип действия устройства выборки и хранения

В схеме, изображенной на рис. 8.14, при замкнутом переключателе  $S$  усилитель  $V_1$  подает ток нагрузки на конденсатор  $C$ . Напряжение с конденсатора  $C$  снимается через высокоимпедансный усилитель  $V_2$ , так что на его выходе появляется напряжение  $U_a$  равное входному. Чтобы исключить ошибки, возникающие на переключателе и операционных усилителях, оба усилителя охватывают петлей обратной связи, как показано на рис. 8.15.

В качестве переключателя подойдет обычный КМОП-коммутатор.

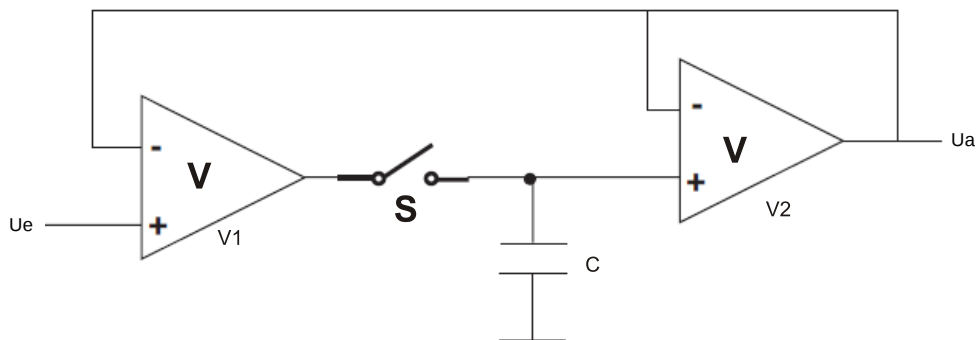


Рис. 8.15. Устройство выборки и хранения с обратной связью

Теперь необходимо в двух словах рассказать о точности устройств выборки и хранения. При разомкнутом переключателе в схеме практически всегда существуют остаточные токи от переключателя и входной ток операционного усилителя. Остаточные токи, характерные для КМОП-переключателей, лежат в диапазоне от 10 до 250 нА, и эти токи заряжают конденсатор С. Входной ток операционного усилителя с каскадом на полевом транзисторе достигает значений до 20 нА. Поскольку конденсаторы тоже должны быть высококачественными с малыми токами утечки и нужно добиться малого времени перезаряда конденсатора, выбирают компоненты с емкостью 100 нФ.

Емкость определяется следующим образом:

$$C = \frac{I \times t}{U}. \quad (8.8)$$

Из (8.8) получаем формулу для напряжения:

$$U = \frac{I \times t}{C}. \quad (8.9)$$

Если требуется измерить значение за 0,1 с, то из уравнения (8.9) мы получаем, что при паразитном токе 50 нА напряжение изменится на 50 мВ. При рабочем диапазоне 10 В это дает ошибку 0,5%, вследствие чего для заключительного аналого-цифрового преобразования требуется точность 7 разрядов. Из этого грубого расчета можно сделать вывод, что для достижения более высокой точности требуется более скоростное преобразование.

На рис. 8.16 приведена схема устройства выборки и хранения с аналоговым выходом.

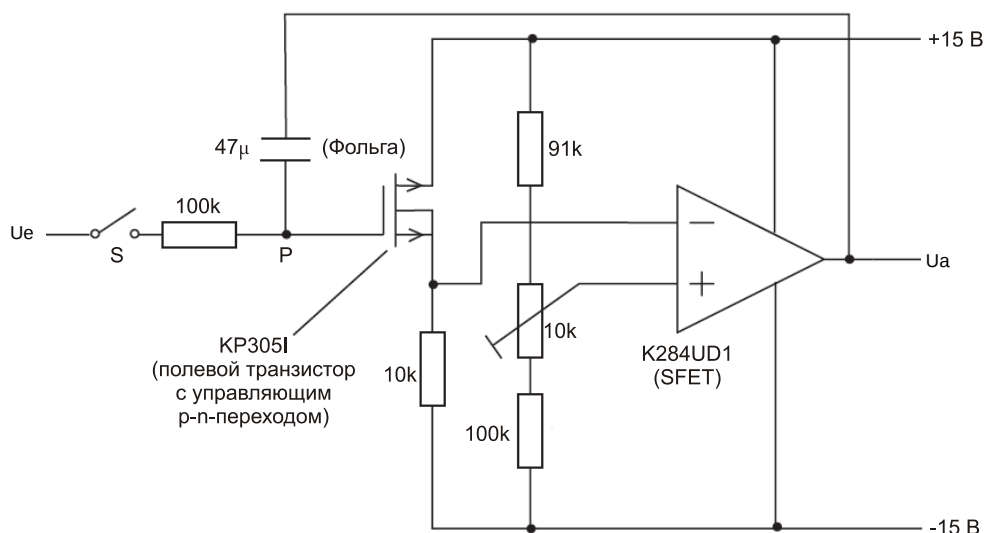


Рис. 8.16. Устройство выборки и хранения с аналоговым выходом

Эта схема была разработана для использования в качестве буферного каскада для 10-разрядного АЦП. Оригинальная схема, описанная в [8.8], дает дрейф 2 мВ/час. На практике в лабораторных условиях была достигнута стабильность 10 мВ/мин. Это соответствует паразитному току не более 1 нА. Было достигнуто такое значение, при котором критическая точка "Р" могла быть обозначена, как "воздушная линия передачи". Герметик с контактов герконового реле S был удален, так что управление осуществлялось непосредственно через стеклянный корпус. В схеме применен транзистор с управляющим *p-n*-переходом, на входах операционного усилителя также присутствуют полевые транзисторы.

## 8.5.2. Интегральные микросхемы выборки и хранения

Как явствует из предыдущих подразделов, построение высококачественных устройств выборки и хранения — трудоемкое и дорогое дело. Поэтому различные поставщики предлагают интегральные микросхемы УВХ или аналого-цифровые преобразователи со встроенными УВХ. В табл. 8.3 приведены некоторые примеры таких компонентов по данным [8.7] и [8.9].

**Таблица 8.3.** Примеры интегральных микросхем выборки и хранения

| Микросхема | Время выборки, мкс | Скорость разряда запоминающего конденсатора, мкВ/мкс |
|------------|--------------------|------------------------------------------------------|
| AD1154     | 5                  | 0,1                                                  |
| AD781      | 0,7                | 1                                                    |
| LF398      | 6                  | —                                                    |

Первые две микросхемы серии AD имеют внутреннюю емкость, а микросхема серии LF требует подключения внешнего конденсатора.

Структура микросхемы LF389 проиллюстрирована на рис. 8.17.

Диоды предотвращают размыкание петли обратной связи в режиме хранения.

За счет подключения внешнего конденсатора мы получаем возможность оптимизации интервалов времени выборки и хранения. В схеме на рис. 8.18 первый каскад снабжен небольшим конденсатором, который осуществляет быструю выборку измеряемой величины. Второй каскад, включенный вслед за первым, принимает буферизованное и усиленное значение более медленно. За счет большей емкости это значение остается стабильным в течение длительного времени.

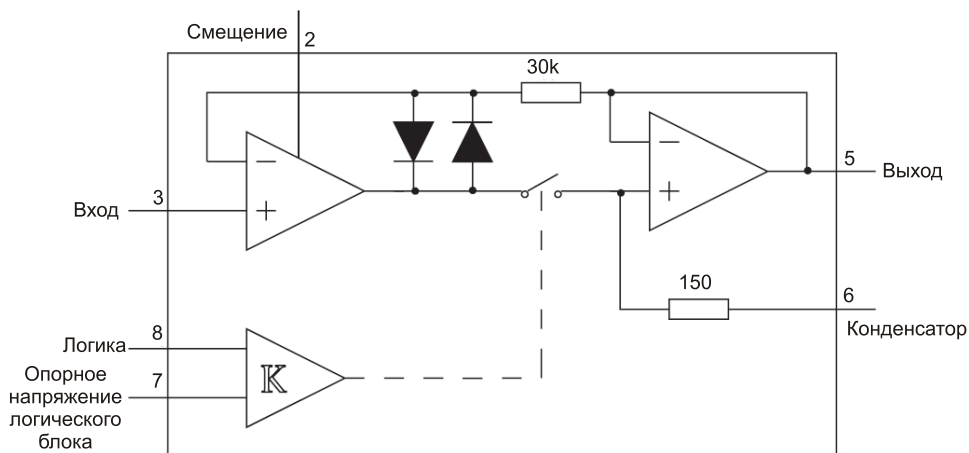


Рис. 8.17. Внутренняя структура микросхемы LF389

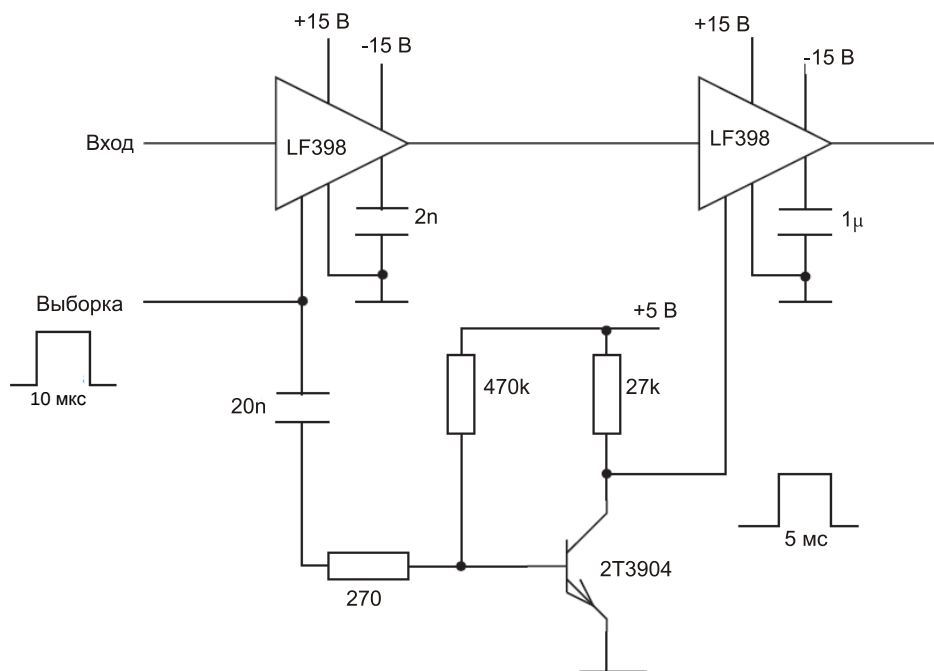


Рис. 8.18. Двухкаскадное УВХ

## 8.6. Источники опорного напряжения

Поскольку процесс измерения базируется на сравнении измеренного значения с некоторой эталонной величиной, источники опорного сигнала играют в нем центральную роль. Качество измерительного процесса во многом определяется их свойствами. На практике для аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей лучше всего подходят источники стабильного опорного напряжения, которые и применяются чаще всего. Опорные токи, напротив, чаще встречаются в схемах сопряжения с датчиками.

### 8.6.1. Получение стабильного напряжения

Получить точные значения напряжения можно двумя путями. Первый заключается в применении опорного стабилитрона (так называемого диода Зенера), характеристика которого в определенном диапазоне токов дает постоянное падение напряжения на нагрузке. Такой подход достаточен для решения простых задач. Второй способ — задействовать для стабилизации свойства характеристик участка транзистора "база–эмиттер". Подобные элементы более стабильны и используются в интегральных микросхемах.

Стабилитрон обладает двумя важными параметрами: температурной зависимостью и взаимозависимостью между выходным напряжением и током. Колебания тока и температуры непосредственно сказываются на выходном напряжении.

Температурный коэффициент зависит от напряжения туннельного пробоя  $p$ - $n$ -перехода и лежит в диапазоне от 0,02 до от 0,1 %/К. Его можно скомпенсировать путем последовательного подключения одного-двух обычных диодов, включенных в прямом направлении.

Выходное напряжение зависит от динамического сопротивления  $R_z$ . Зная его величину, можно определить, к какому изменению выходного напряжения приведет изменение тока.

Рассмотрим простую схему, изображенную на рис. 8.19, и примем следующие значения  $U_z = 10$  В и  $U_b = 15 \pm 10\%$ .

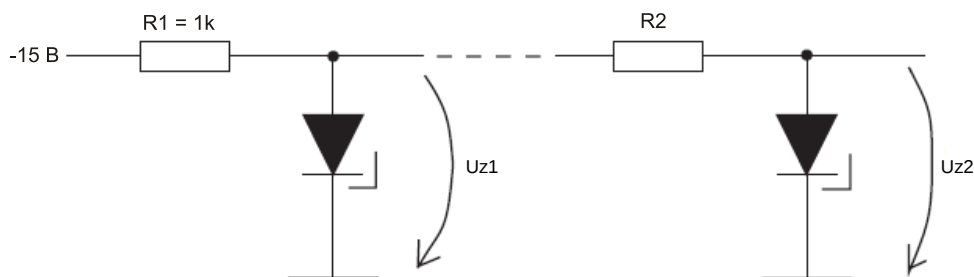


Рис. 8.19. Принципиальная схема включения стабилитрона

Ток, протекающий через сопротивление  $R1$ , известен, он соответствует участку зависимости  $U_b - U_z$ . При этом напряжение  $U_z$  постоянно и на сопротивлении падают все изменения напряжения. При этом ток иногда изменяется весьма существенно. В рассматриваемой схеме ток  $I_z$  равен  $5 \pm 1,5$  мА, что при  $R_z = 20$  Ом приводит к колебаниям напряжения  $\pm 30$  мВ. Это соответствует примерно 0,3% от выходного напряжения и (без учета влияния температур) для цифроаналогового преобразователя позволяет достичь точности 7 бит.

Если рассмотренную схему подключить к ограничителю на операционном усилителе, то можно обеспечить лучшую стабилизацию напряжения (рис. 8.20).

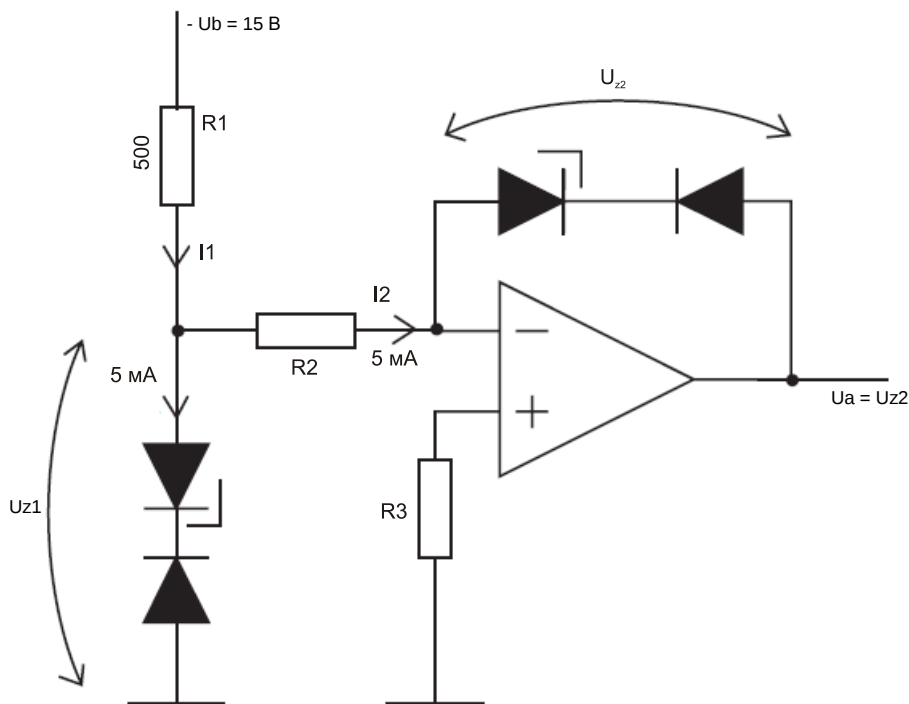


Рис. 8.20. Опорный источник напряжения с операционным усилителем

Из-за нестабильности нагрузки ток через  $R1$  изменяется, а с ним меняется и стабилизирующее воздействие. Если ток на входе операционного усилителя равен 5 мА, то колебания  $U_{z1}$ , вычисленные в предыдущем примере, изменятся на  $U_{ref} - 60 / + 160$  мВ. Колебания тока через резистор  $R2$  окажутся меньше 0,1 мА, за счет чего допуск колебаний напряжения  $U_{z2}$  достигнет значения 2 мВ. Это соответствует точности 0,02% от  $U_b$  (без учета температурных влияний) и, соответственно, разрядности от 10 до 11 бит.

В описанных схемах вместо стабилитронов можно применить специально для этого разработанные опорные диоды. Они отличаются улучшенной компенсацией

температурной зависимости и, на сегодняшний день, самыми малыми токами. За счет этого повышается эффективность стабилизации.

Рассмотрим еще два примера интегральных источников опорного напряжения, взятые из [8.9]. Обе схемы представляют собой прецизионные регуляторы напряжения (рис. 8.21).

Микросхема LT1019A обычно позволяет добиться точности стабилизации напряжения 0,002%, что достаточно для разрядности 14 бит. Для температурной стабилизации микросхема снабжена термосопротивлением и контактом для измерения температуры чипа. За счет этого возможна точная стабилизация по температуре.

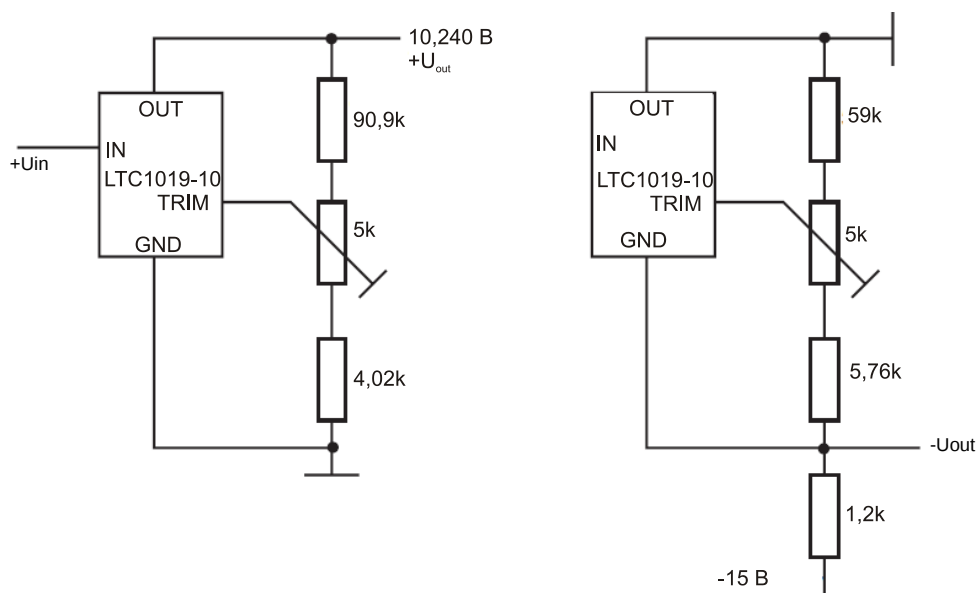


Рис. 8.21. Опорные источники для напряжения  $\pm 10,240$  В [8.9]

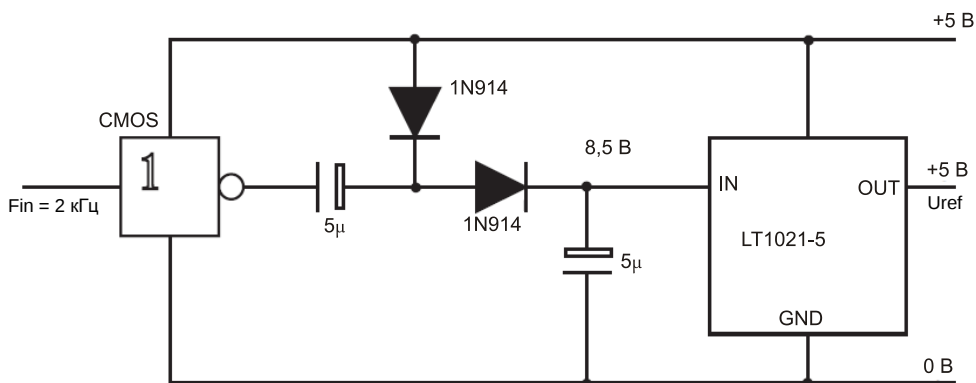


Рис. 8.22. Источник опорного напряжения 5 В, работающий от напряжения питания 5 В

Недостатком многих опорных элементов является то, что они нуждаются в питающем напряжении, превышающем выходное. Эту проблему можно решить с помощью умножителя напряжения (рис. 8.22).

Поскольку разница напряжения между входом и выходом составляет всего 1,5 В, нам достаточно здесь простого удвоения питающего напряжения. В качестве управляющего элемента должна использоваться интегральная микросхема КМОП, т. к. она работоспособна в большом диапазоне напряжений. Выходное напряжение получается примерно как  $U_a = 2 \times (U_q - U_{ref})$ .

## 8.6.2. Опорные токи

В большинстве случаев постоянные токи подают на сенсоры, чтобы создать требуемые условия работы или оказать определенное влияние на передачу сигнала. Незаземленный источник опорного тока достаточно просто создать при помощи операционного усилителя и приложенного опорного напряжения.

Чтобы получить опорные токи в контуре с заземлением посредством операционного усилителя, необходимо выполнить сравнение напряжений на резистивном опорном элементе. На рис. 8.23 приведены примеры источников опорного тока по данным книги [8.9].

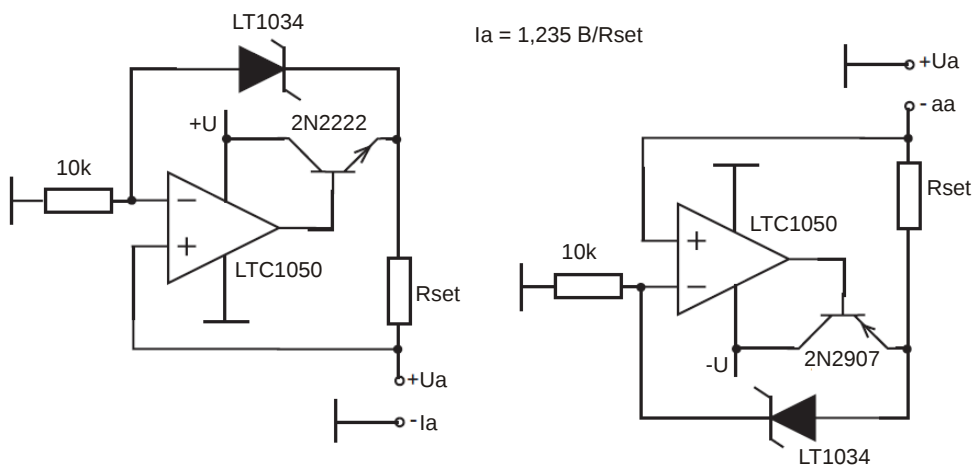
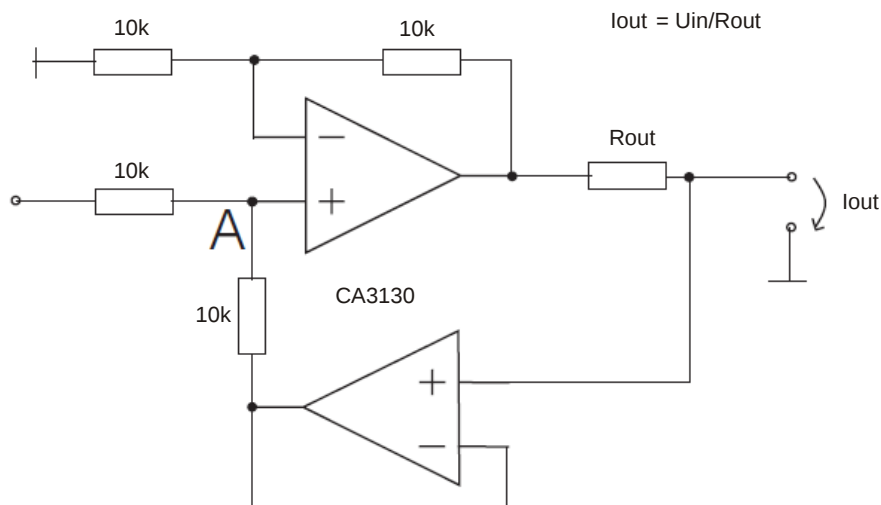


Рис. 8.23. Опорные источники тока  $\pm I_{const}$  [8.9]

Отправной точкой для составления схем, приведенных на рис. 8.23, является то обстоятельство, что разность напряжений на входах операционного усилителя равна нулю. Это достигается за счет того, что падение напряжения на резисторе  $R_{set}$  устанавливается равным напряжению опорного элемента. Поскольку ток, протекающий через опорный элемент, изменяется в более широких пределах, падение напряже-

ния на нагрузке устанавливается равным по величине падению напряжения на резисторе перед инвертирующим входом. Для отрицательных токов действуют те же самые принципы.

Пример источника тока с цифровой регулировкой был предложен в книге [8.10]. Здесь применена другая принципиальная схема, в которой ток определялся через опорное сопротивление и входное напряжение (рис. 8.24).



**Рис. 8.24.** Источник опорного тока, предложенный в [8.10]

В данной схеме выходной ток и выходное напряжение линейно зависят от выходного сопротивления. Выходной ток определяется следующим соотношением:

$$I_a = \frac{U_{in}}{R_{out}}. \quad (8.10)$$

Здесь, безусловно, необходимо позаботиться о том, чтобы внутреннее сопротивление источника напряжения было как можно меньше, чтобы поддерживать баланс в узловой точке "А". Если схема должна работать только при номинальном напряжении, необходимо, чтобы операционный усилитель мог охватывать весь диапазон уровней напряжений или чтобы минимальное значение тока не могло оказаться ниже порогового уровня.

Если допустимо "плавающее" значение тока от источника, можно использовать простую вспомогательную схему. В схеме, приведенной на рис. 8.25, операционный усилитель работает в неинвертирующем режиме, и на оба входа поступает одинаковое напряжение. Это напряжение получается за счет протекания соответствующего тока через резистор  $R_x$ . Если пренебречь входным током операционного усилителя, то ток через резистор  $R_x$  будет равен току через нагрузку.

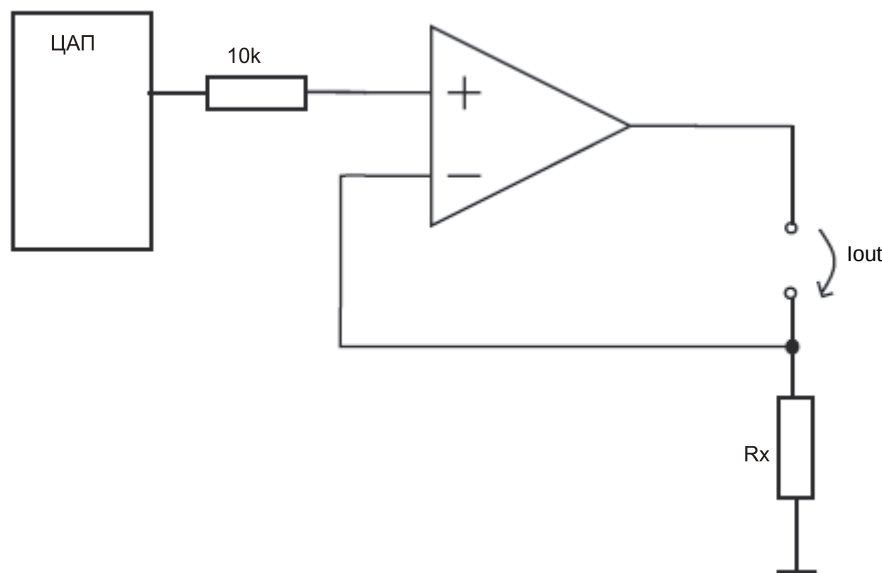


Рис. 8.25. "Плавающий" источник тока

Выходной ток получается из следующего соотношения:

$$I_{out} = \frac{U_e}{R_x}. \quad (8.11)$$

## 8.7. Специализированные устройства

Для предварительной обработки измеренных значений могут потребоваться и другие компоненты. Эти специализированные устройства будут рассмотрены в данном разделе.

### 8.7.1. Логарифмирующий усилитель

Для обработки входных значений, лежащих в очень широком диапазоне, непосредственное преобразование в цифровой сигнал не всегда целесообразно. В данном случае потребуется либо слишком высокое разрешение, либо разбиение по уровням окажется слишком грубым. В таких ситуациях предлагается логарифмирование входной величины.

Схема с нелинейной характеристикой получается, когда в петле обратной связи операционного усилителя задействован нелинейный элемент. Для этого подходят диоды и транзисторы в инверсном включении. Последние обеспечивают более высокую точность характеристики в широких диапазонах.

Простейший пример — логарифмический измеритель уровня (неперметр). Чтобы его получить, достаточно трех последовательно включенных диодов. Для обработки двуполярных входных напряжений потребуются три дополнительных диода, подключенных встречно (рис. 8.26). Рабочий диапазон входного напряжения составляет 180 мВ на декаду, причем за счет обратной связи получается линейризация до входного уровня при значениях ниже 50 мВ.

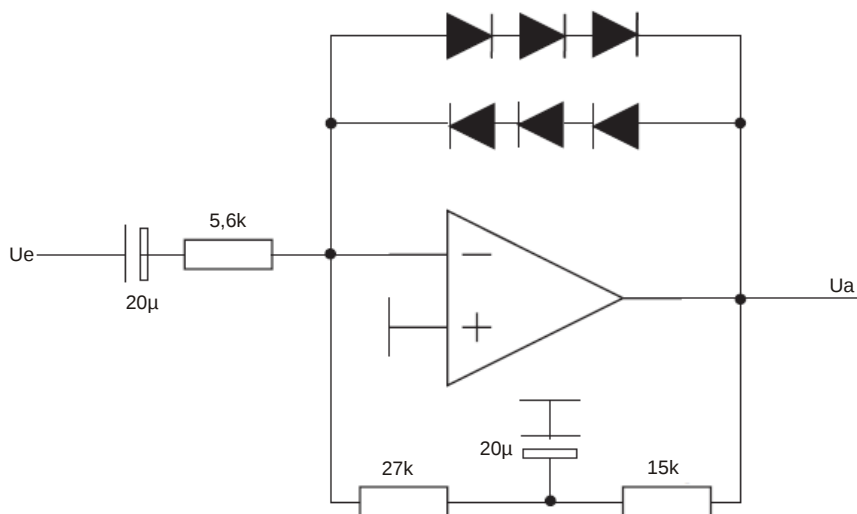


Рис. 8.26. Простой логарифмирующий усилитель [8.11]

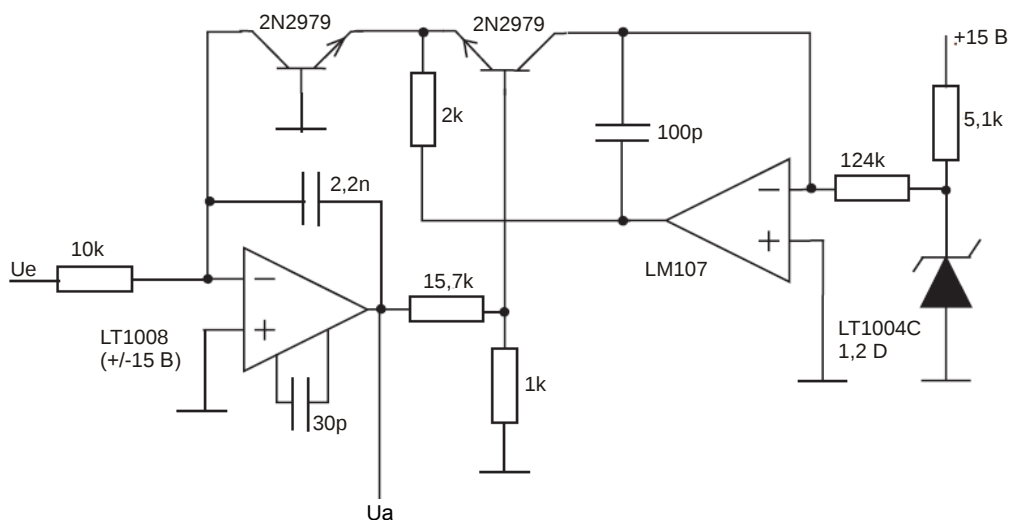


Рис. 8.27. Логарифмический усилитель на 4,5 декады

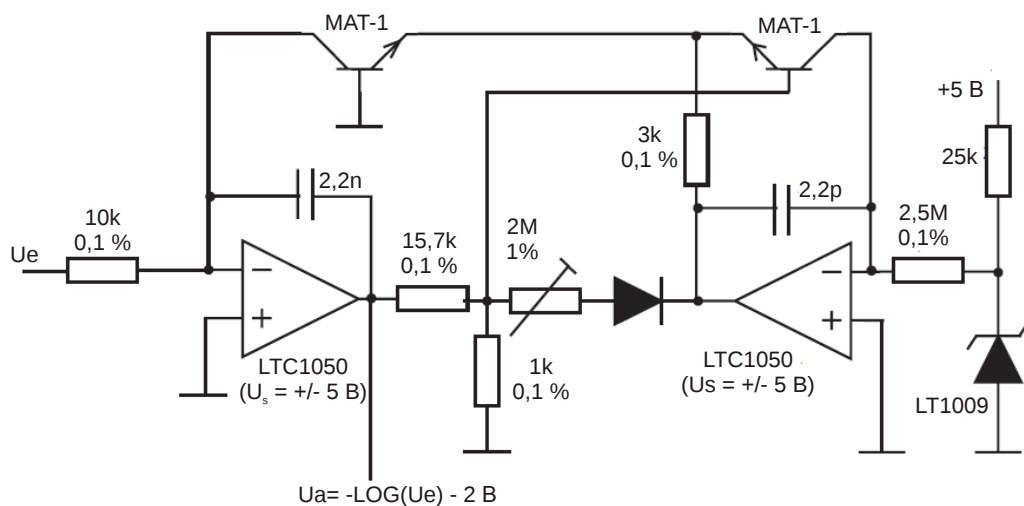


Рис. 8.28. Логарифмический усилитель на 6 декад

Если требуются более широкий рабочий диапазон и повышенная точность, то для этой цели лучше подойдут схемы на транзисторах с компенсацией температурной зависимости. Примеры таких схем из [8.9] приведены на рис. 8.27 и 8.28.

### 8.7.2. Переключаемый инвертор

Переключение полярности аналогового напряжения реализуется просто (рис. 8.29).

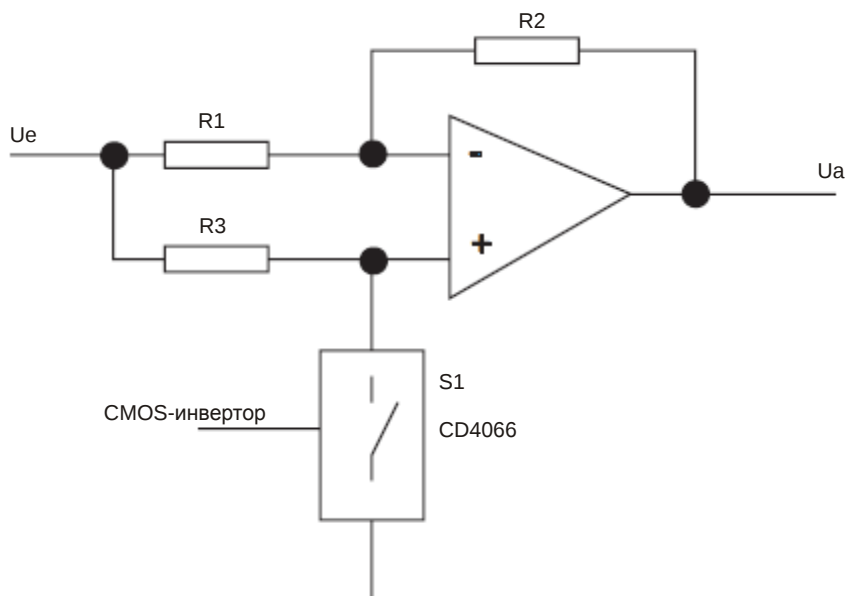


Рис. 8.29. Переключаемый инвертор

В исходной схеме [8.6, с. 91], на которой базируется схема, приведенная на рис. 8.29, вместо КМОП-переключателя был использован транзистор. В этом случае ошибка передачи складывается из напряжения насыщения на участке "коллектор–эмиттер", которое проявляется как смещение. В представленной схеме погрешность обусловлена в основном операционным усилителем, когда КМОП-переключатель замкнут. Она составляет порядка 0,6% и может быть скомпенсирована за счет точного подбора сопротивлений резисторов.

### 8.7.3. Коммутируемые усилители

Динамическая подстройка входной величины на оптимальные уровни преобразователя — это целенаправленная настройка, требующая усиления или демпфирования. Выполнить ее можно, например, с помощью коммутируемых усилителей (рис. 8.30).

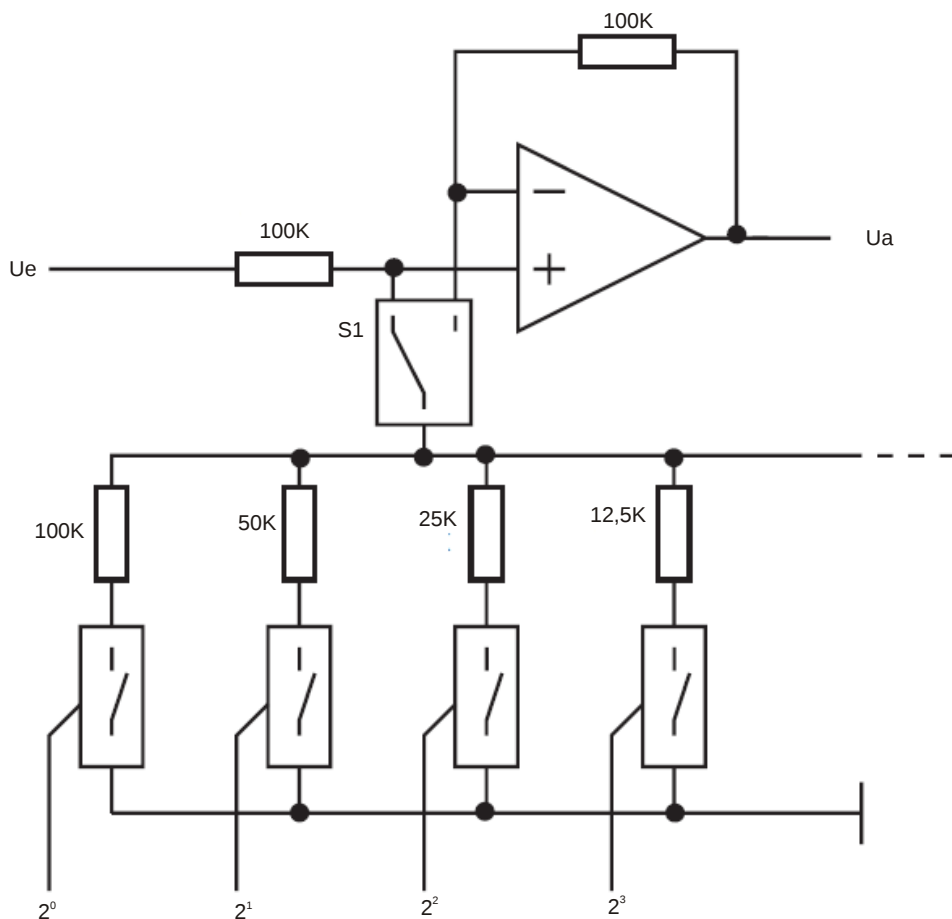


Рис. 8.30. Коммутируемый усилитель

На рис. 8.30 показан коммутируемый усилитель с точной регулировкой. Переключение осуществляется управляющим сигналом, представленным двоичным кодом. Переключатель S1 дает возможность выбора режима усиления или демпфирования. Сопротивления каналов КМОП-переключателя можно точно подстроить с помощью последовательно включенных резисторов. Основная проблема заключается в высоких требованиях к точности сопротивлений, поскольку их допуск влияет на погрешность усиления. На практике предпринимаются попытки перехода на кодоуправляемые резистивные матрицы.

На рис. 8.31 изображен еще один вариант коммутируемого усилителя, предложенный в [8.9].

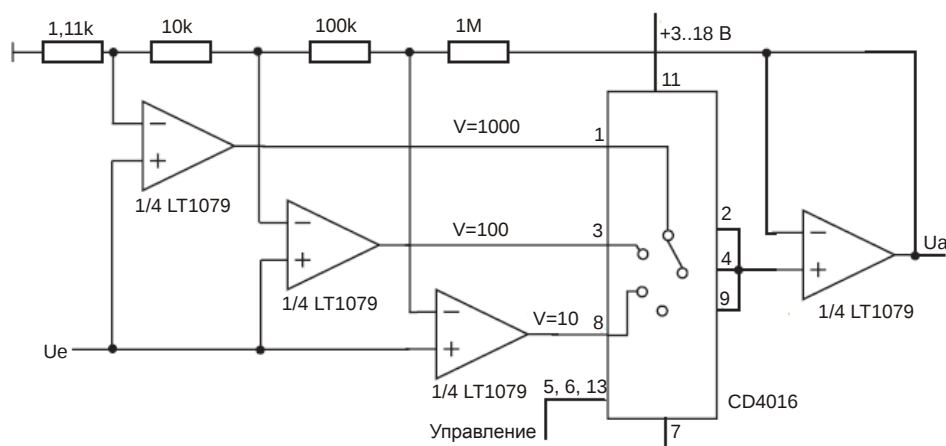


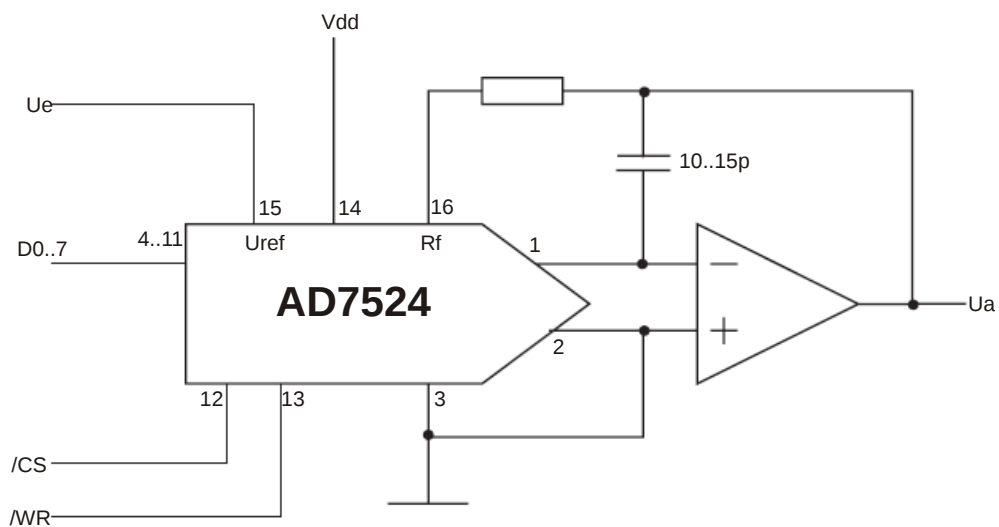
Рис. 8.31. Декадный усилитель со ступенчатым переключением

В данном случае избавиться от высокоточных резисторов обратной связи не удалось, зато проходное сопротивление аналогового переключателя не играет никакой роли.

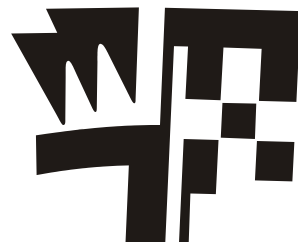
Еще одна возможность реализации коммутируемого усилителя заключается в применении цифроаналогового преобразователя. Особенно хорошо для этой цели подходит умножающий цифроаналоговый преобразователь, потому что в этом случае выходное напряжение получается как произведение опорного напряжения и цифрового значения:

$$U_a = \frac{n \times U_{ref}}{2^m}. \quad (8.12)$$

Здесь значение  $U_{ref}$  равно входному напряжению,  $n$  — заданный коэффициент усиления,  $m$  — разрядность в битах. Типичный представитель этого семейства — микросхема AD7524 с резистивной управляемой матрицей. Граничная частота здесь в значительной мере определяется операционным усилителем (рис. 8.32).



**Рис. 8.32.** Коммутируемый усилитель  
на основе умножающего цифроаналогового преобразователя [8.12]



## Глава 9

# Аналого-цифровой преобразователь

На следующем этапе обработки измеренные аналоговые значения, как правило, преобразуются в цифровую форму. Существует множество методов преобразования и вариантов постановки задачи, поэтому выбирать тип аналого-цифрового преобразователя необходимо очень тщательно.

Чтобы лучше понять рассматриваемые методы аналого-цифрового преобразования, в данной главе вам будет предложено провести ряд экспериментов с симулятором, имеющимся на компакт-диске, прилагаемом к книге.

## 9.1. Классификация АЦП

В зависимости от принципа преобразования АЦП делятся на две большие группы: сравнивающие и интегрирующие преобразователи. При использовании метода сравнения выходное напряжение сравнивается с эталонным ступенчатым сигналом. В интегрирующем преобразователе есть вспомогательная емкость. На практике встречаются два подхода: во-первых, можно измерять время, которое требуется для получения определенного заряда, и, во-вторых, можно определять заряд, который должен накопиться за указанное время.

## 9.2. Сравнивающий АЦП

Сравнивающие АЦП сложнее и дороже интегрирующих. Трудность заключается, прежде всего, в необходимости ступенчатого опорного сигнала, относительно которого осуществляется сравнение. Зато преимущество таких АЦП — сравнительно небольшое время преобразования. Неизменность значения входного напряжения во время преобразования гарантирует устройство выборки и хранения. Таким образом, можно предотвратить искажения в процессе сравнения.

Если вы захотите найти примеры схем, реализующих сравнивающие АЦП, то лишь зря потратите время. Преобразователи этого типа больше не собирают на дискретных элементах, потому что точность интегральных АЦП намного выше. Блок-схемы комбинированных аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей выглядят практически идентично. Схема сравнения состоит из цифроаналогового преобразователя и компаратора. Все остальные функции берет на себя микропроцессор.

### 9.2.1. Параллельный АЦП

Параллельный АЦП — самый быстрый представитель семейства аналого-цифровых преобразователей. Поэтому они чаще всего встречаются там, где требуется очень быстрое преобразование сигналов, например в видеотехнике. Наряду с этим, параллельные преобразователи являются и самыми дорогими, поскольку для каждого из уровней входного напряжения необходимо иметь заранее подготовленный уровень опорного напряжения. Это означает, что для 6-разрядного преобразователя необходимо иметь 63 опорных напряжения и 63 компаратора. Для достижения компромисса между затратами и стоимостью были разработаны многоуровневые ("свернутые") параллельные преобразователи, в частности 8-разрядные.

#### Сверхбыстродействующие аналого-цифровые преобразователи

В обычном параллельном АЦП осуществляется сравнение входного напряжения с опорным напряжением, разбитым на одинаковое число дискретных уровней. Чем выше входное напряжение, тем большее количество компараторов выдают сигнал превышения. Соответствующая микросхема, реализующая логику кодирования, преобразует эти выходные сигналы в двоичный код. Уровни опорного напряжения формируются с помощью делителя, построенного из  $n$  одинаковых резисторов (рис. 9.1).

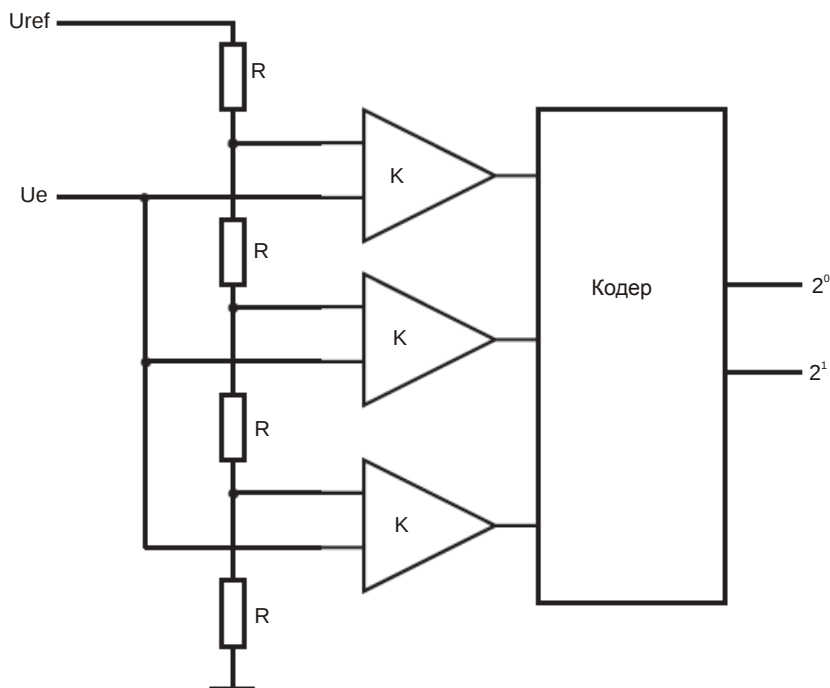


Рис. 9.1. Двухразрядный параллельный АЦП

Время преобразования такого АЦП определяется только суммарным временем прохождения сигнала через компараторы и кодер.

Эта простая схема пригодна и для других областей применения, например для управления показаниями световых табло. В данном случае выходы компараторов управляют светодиодами. Требования к точности здесь будут значительно ниже.

## Последовательно-параллельный АЦП

Этот АЦП состоит из двух последовательно включенных параллельных преобразователей и усилителя. Сначала выполняется грубое преобразование входного напряжения, например по восьми уровням. Полученное в результате цифровое значение вновь преобразуется в аналоговый сигнал, который вычитается из входного напряжения. Результирующее напряжение еще раз преобразуется таким же АЦП. На рис. 9.2 приведена схема выполнения этого преобразования для конкретного входного напряжения. На рис. 9.3 изображена блок-схема последовательно-параллельного АЦП.

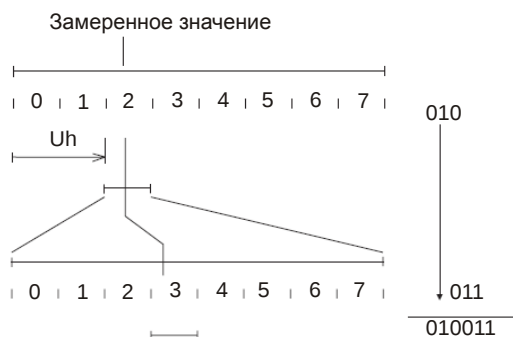


Рис. 9.2. Принцип многоступенчатого преобразования

Область входных напряжений  $U_e$  (см. рис. 9.3) — сигнал превышения дают биты 5, 4 и 3.

Результат преобразования первой ступени (биты 5...3) — 010.

Значение напряжения —  $U_h$ .

Величина  $(U_e - U_h)$  умножается на 8, чтобы охватить всю область входного напряжения.

Результат преобразования второй ступени (биты 2...0) равен 011.

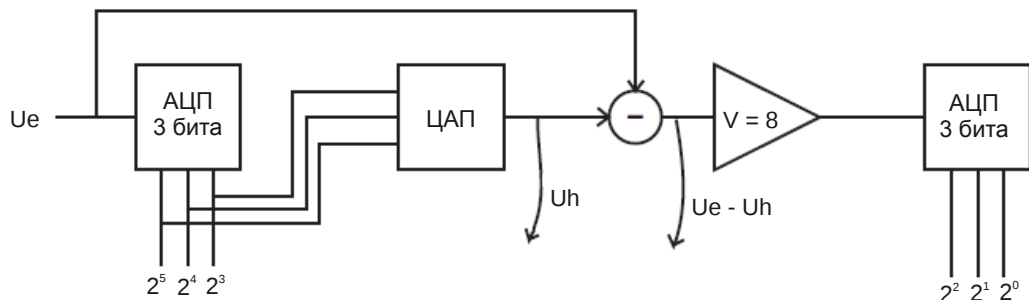


Рис. 9.3. Двухступенчатый параллельный АЦП

За счет вычитания результата обратного преобразования после преобразования первой ступени мы получаем "дробную часть" преобразованного значения входного напряжения. Ее нужно умножить на число разрядов первого преобразователя (для трехразрядной схемы  $V = 8$ ).

Полученное в результате вычитания напряжение будет преобразовано следующим АЦП, имеющим ту же разрядность, за счет чего будут получены еще 3 бита. Путем усиления этого фрагмента осуществляется переоценка уровня, сформированного на первой ступени, так, что результат второго преобразования соответствует позициям младших битов.

Время преобразования примерно в три раза больше по сравнению с обычным АЦП. При этом число компараторов уменьшается с 63 до 14, а число опорных напряжений — с 63 до 7 (поскольку оба преобразователя могут работать с одним и тем же опорным напряжением).

### 9.2.2. Последовательный АЦП с пилообразным напряжением (пилообразный преобразователь)

Решить проблему нескольких опорных источников можно с помощью изменяющегося опорного сигнала. В качестве опорной величины для сравнения используется пилообразное напряжение, скорость нарастания которого точно известна. Сравнив это напряжение с входным, можно определить точку пересечения обеих линий. Время от начала отсчета до точки пересечения определяется по значению напряжения.

Блок-схема и временные диаграммы АЦП с пилообразным напряжением изображены на рис. 9.4.

Пилообразное напряжение очень просто получить с помощью интегратора. Для измерения времени необходима опорная частота, которая позволяет преобразовать импульсы в определенные интервалы. В аналоговом варианте такие АЦП больше не применяются.

#### Задание 9.1

С помощью симулятора реализуйте АЦП с пилообразным напряжением. Для этой цели воспользуйтесь интегратором и компаратором. Оцените линейность преобразователя.

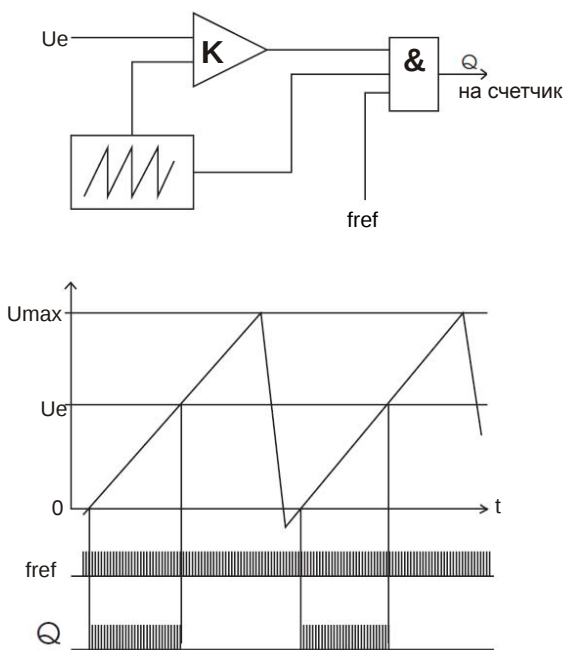


Рис. 9.4. АЦП с пилообразным напряжением

## Рекомендации к решению

Сначала создайте в симуляторе необходимую аналоговую схему для этой модели. Поскольку это довольно трудоемкая задача, необходимо дать небольшое пояснение.

Чтобы сгенерировать измеряемую величину, задайте аналоговое напряжение. Для этого вам потребуется генератор функции с опорным напряжением 5 В, а также цифроаналоговый преобразователь (например, 8-разрядный), который подключен через процессорный порт А. Передача данных измерений на обработку будет осуществляться через порт А.

Для интегратора нам потребуется еще один опорный сигнал, который составляет –5 В. Сигнал должен быть отрицательным, потому что интегратор представляет собой инвертирующий блок.

На входе интегратора присутствует отрицательное опорное напряжение. Установка в исходное состояние осуществляется через цифровой контакт 0 порта В. Постоянная времени равна 1000 мкс.

Выходные сигналы интегратора (+) и цифроаналогового преобразователя (–) совместно подаются на компаратор, а результат выдается на контакт В2. Сигнал на нем будет равен единице, пока напряжение на интеграторе меньше, чем имеющееся значение измеряемой величины. Процесс счета остановится, когда В2 сравняется с нулем.

При использовании описанной программы-примера возникает небольшая ошибка, влияющая на точность преобразования. В значительной мере ее можно устранить за счет изменения порядка следования команд. Точно настроить АЦП можно, подобрав постоянную времени так, что в конце в регистре результата будет находиться заданное значение измеряемой величины.

### 9.2.3. АЦП последовательных приближений (ступенчатый преобразователь)

Ступенчатый преобразователь представляет собой цифровой вариант пилообразного (рис. 9.5). За счет опорного напряжения в виде ступенчатого сигнала можно заменить нестабильный пилообразный сигнал опорным сигналом с точной градацией уровней. Управление цифроаналоговым преобразователем, который служит источником опорного сигнала, осуществляется непосредственно с выходного счетчика, работающего в режиме запуска и останова.

Счетчик работает в накопительном режиме до тех пор, пока сравнение, выполненное компаратором, не покажет, что выходной сигнал цифроаналогового преобразователя превышает входное напряжение. После этого счетчик останавливается. Сброс счетчика на нулевое значение начинает новый цикл преобразования.

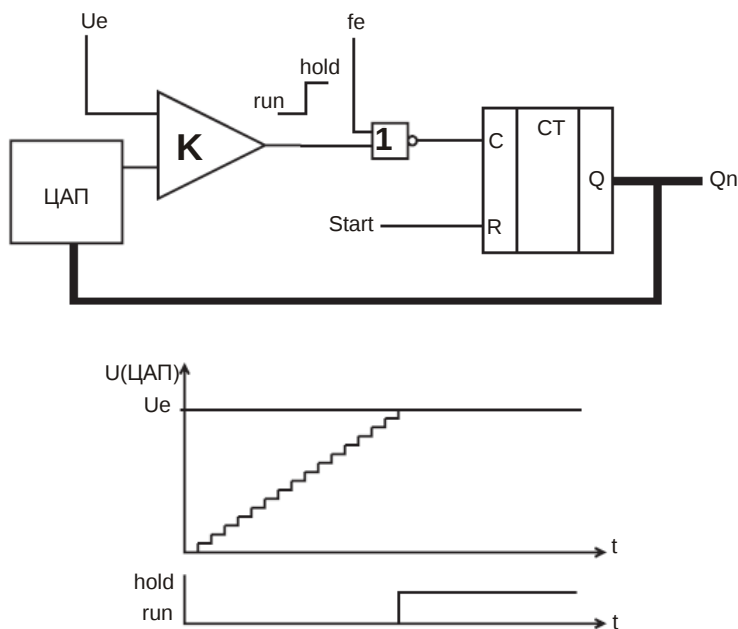


Рис. 9.5. АЦП последовательных приближений

## Задание 9.2

Воспользовавшись симулятором, реализуйте ступенчатый АЦП и получите с его помощью заданные значения. Преобразователь должен быть 12-разрядным.

## Рекомендации по выполнению задания

В симуляторе вам потребуются опорное напряжение 10 В, два цифроаналоговых преобразователя и компаратор. Первый ЦАП служит для подготовки измеренного значения, с помощью второго будут реализованы алгоритмы для этого и последующих заданий.

### Анализ результатов

Проследите за выполнением преобразования во времени (постройте динамическую характеристику преобразования).

Улучшения динамической характеристики можно добиться за счет выполнения преобразования с переменной высотой отдельных уровней. Такой АЦП иногда называют поддиапазонным (рис. 9.6).

При этом варианте поиск по значениям входного напряжения сначала осуществляется грубо (крупными шагами), а затем проводится аппроксимация более мелкими приращениями. Данный метод чаще всего встречается в компьютерах.

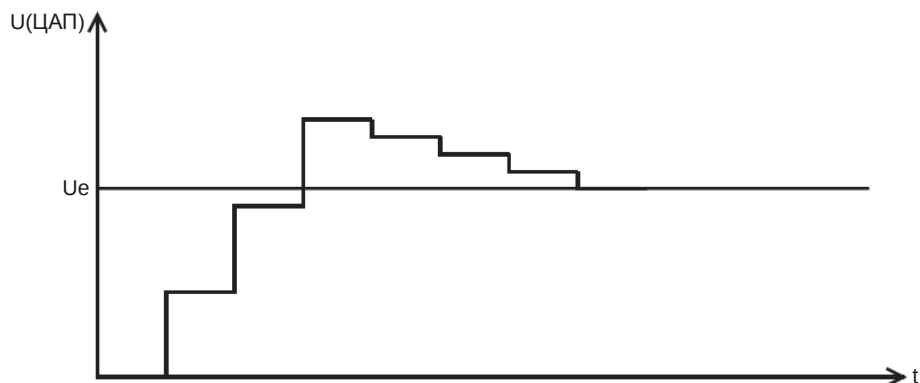


Рис. 9.6. Динамическая характеристика опорного напряжения поддиапазонного АЦП

### Задание 9.3

Модифицируйте программу, написанную при выполнении задания 9.2, так, чтобы реализовать АЦП поддиапазонного типа. Постройте его динамическую характеристику.

#### 9.2.4. АЦП следящего типа

Основная идея реализации АЦП следящего типа заключается в точном слежении за возрастанием ступенчатого опорного напряжения. Устанавливаемый опорный сигнал управляется непосредственно измеряемым значением (реализован т. н. сервопринцип). Если опорное напряжение лежит выше уровня входного сигнала, то численное значение отбрасывается, в противном случае — увеличивается. Преимущество этого подхода — относительно высокая скорость преобразования для случаев, когда измеряемый сигнал изменяется незначительно или слишком медленно.

### Задание 9.4

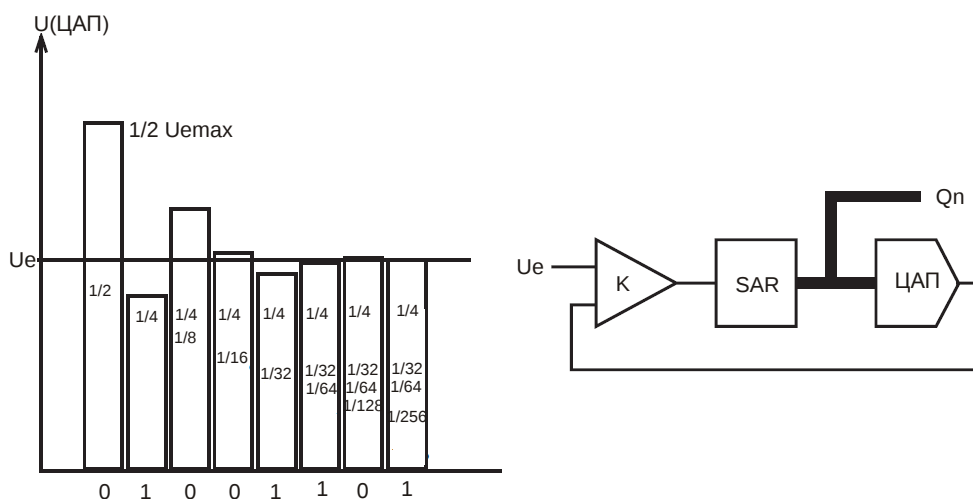
Модифицируйте программу из задания 9.2 так, чтобы реализовать АЦП следящего типа. В качестве источника сигнала возьмите генератор треугольной функции.

Постройте динамическую характеристику АЦП.

На практике такое преобразование целесообразно только для обработки прерываний, т. к. процессор не подходит ни для чего другого. Если опорное напряжение создается методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и при этом имеется внутренний компаратор, то дополнительно потребуется только один конденсатор и резистор.

## 9.2.5. Последовательная аппроксимация

Последовательная аппроксимация фактически представляет собой модификацию АЦП поддиапазонного типа. За счет соответствующего управления опорное напряжение представляется в виде ступенчатой последовательности в двоичном формате. При этом все успешно использованные уровни остаются активными, их значения определяются и добавляются к фактическому опорному напряжению. Преобразование начинается с наибольшего шага, который составляет половину максимального напряжения. Последовательность активизированных и заблокированных уровней напряжения соответствует цифровому значению напряжения. Принцип последовательного приближения иллюстрирует рис. 9.7.



### 9.2.6. Погрешность сравнивающих АЦП

Во-первых, эталонное напряжение должно быть стабильным настолько, чтобы не возникали отклонения, превышающие половину ступени. Нестабильность эталонного, прежде всего, при последовательной аппроксимации влечет за собой ложные срабатывания. Так как помехи уменьшаются при сокращении диапазона частот, часто помогают простые RC-фильтры.

Во-вторых, точность порога переключения компаратора — это учитываемый разряд. При входном напряжении 10 В и разрядности 12 бит величина ступени для 1 бита составляет лишь 2,5 мВ. Компаратор должен безупречно переключаться при разностях напряжений примерно 1 мВ. С другой стороны, он должен иметь возможность для обработки разности напряжений при максимальном уровне входного напряжения. Здесь нужно учитывать устойчивость к перегрузке и динамическую характеристику компаратора. Это "время восстановления" не всегда указывается в технических паспортах.

Третье важное условие безошибочного преобразования — стабильность измерительного сигнала во время преобразования. В любом случае должно выполняться условие, что входное значение во время процесса преобразования не изменяется. При последовательной аппроксимации неоднозначное решение может привести к грубым ошибкам. У интегральных АЦП проблема решается добавлением блока выборки и хранения на входе.

### 9.2.7. Сравнение АЦП разных типов

Параллельный АЦП — это бесспорно самый быстродействующий представитель. Но им нельзя управлять программно.

АЦП поразрядного уравнивания и АЦП со ступенчатым пилообразным напряжением считаются устаревшими, но в некоторых случаях их применение может быть оправдано. Их реализация с помощью микропроцессора проста. Однако в этом случае характеристики определяются алгоритмом функционирования, т. к. аппаратные средства одинаковы. Помехи в измерительном сигнале приводят к прекращению процесса преобразования в непосредственной близости от истинного значения. Возникающие при этом погрешности можно легко исправить при помощи дополнительной статистической обработки.

При передаче данных достаточно двух информационных проводов: для сброса — к АЦП и для сигнала — от АЦП.

Метод последовательных приближений сегодня наиболее широко распространен при реализации АЦП со средними параметрами точности и быстродействия. Алгоритм работает очень быстро, но этот метод наиболее чувствителен к качеству входного сигнала. Во время преобразования требуется стабильное входное значение и отсутствие помех. Помехи приводят к грубым погрешностям измерения, которые сложно устранить. Метод пригоден для генерации как последовательного, так и параллельного потока данных.

АЦП следящего типа занимает промежуточное положение между преобразователями с последовательной аппроксимацией и с поразрядным уравниванием. Он подходит там, где требуются быстрые результаты измерения сигналов с незначительными скоростями изменения. При этом АЦП следящего типа может оказаться более быстродействующим, чем последовательный преобразователь. Однако он не подходит для измеряемых величин с большим разбросом значений.

Поясним сказанное на примере. Рассмотрим 10-разрядный АЦП с входным диапазоном напряжения 10 В. Результат измерения изменяется около 20 мВ, что соответствует двум ступеням. Чтобы определить новое значение, для последовательного преобразователя потребуется 10 шагов. АЦП следящего типа установит значение напряжения опорного сигнала соответственно за 2 шага. Итак, 10-разрядный АЦП следящего типа при изменении результата измерения менее 1 % от максимального значения работает быстрее, чем АЦП последовательной аппроксимации.

## 9.3. Интегрирующие АЦП

Общим для интегрирующего метода преобразования является то, что измеряемая величина формирует заряд на конденсаторе. Если измеряемой величиной является постоянный ток, то можно сформировать за время измерения определенный заряд или определить заряд, накопленный за заданное время. Преимущество интегрирующих АЦП состоит в том, что они могут подавлять помехи входного сигнала. Метод позволяет достичь высокой разрядности при простой структуре и незначительных требованиях к точности компонентов. Но процесс преобразования сравнительно медленен: несколько тысяч измерений в секунду. Основная область применения таких АЦП — это мультиметры с разрядностью до 24 бит.

### 9.3.1. АЦП с двукратным интегрированием

АЦП с двукратным интегрированием основан на измерении величины заряда. В течение первого такта конденсатор определенное время заряжается неизвестным входным током. На втором такте этот заряд уменьшается при известном токе и измеряется затраченное время. Математически это означает следующее:

$$I_e \times t_c = I_{ref} \times t_x$$

или для входного напряжения:

$$(U_e/R_e) \times t_c = (U_{ref}/R_e) \times t_x.$$

Если преобразовать формулу для расчета напряжения  $U_e$ , то получится:

$$U_e = (U_{ref} \times t_x)/t_c.$$

Входное напряжение пропорционально времени заряда/разряда. На рис. 9.8 и 9.9 изображены принципиальная схема этого АЦП и эпюры напряжений на выходе интегратора ( $U_a$ ).

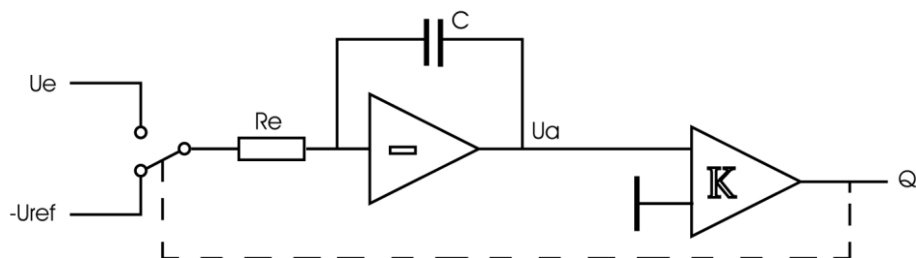


Рис. 9.8. АЦП с двукратным интегрированием

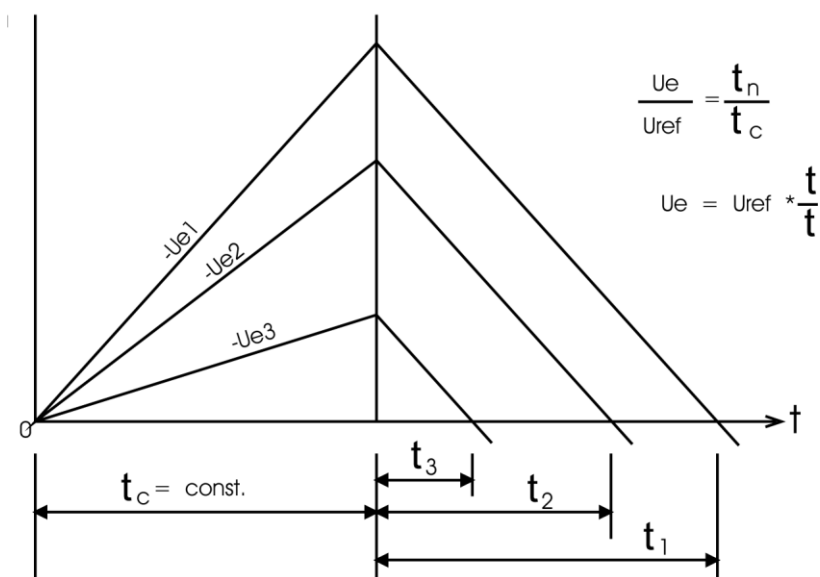


Рис. 9.9. Временная диаграмма напряжения АЦП с двукратным интегрированием

Простая схема показана на рис. 9.10. Через резистор R1 протекает входной ток, а через R2 — ток опорного сигнала. Переключатель соединен с "виртуальной землей", чтобы можно было обрабатывать двуполярные напряжения. Регулировка верхнего предела преобразователя возможна с помощью резистора R2. Компаратор действует как пороговый элемент и имеет порог срабатывания около 0,7 В. Поэтому он может непосредственно управлять логическими схемами.

В состоянии покоя счетчик сохраняет измеренное значение, которое должно быть не более десяти бит. При этом одиннадцатый бит устанавливается при переполнении, вследствие чего на выходе появляется опорное напряжение. Счетчик сбрасывается, прикладывается напряжение  $U_e$  и увеличивается напряжение интегратора. При превышении порога срабатывания счетчик сбрасывается тактовым импульсом

и начинается счет вверх. После 1024 импульсов бит 10 счетчика сбрасывается и в связи с этим к входу снова подключается опорное напряжение. Счетчик работает до момента превышения порога. Младшие 10 бит в счетчике соответствуют результату измерения.

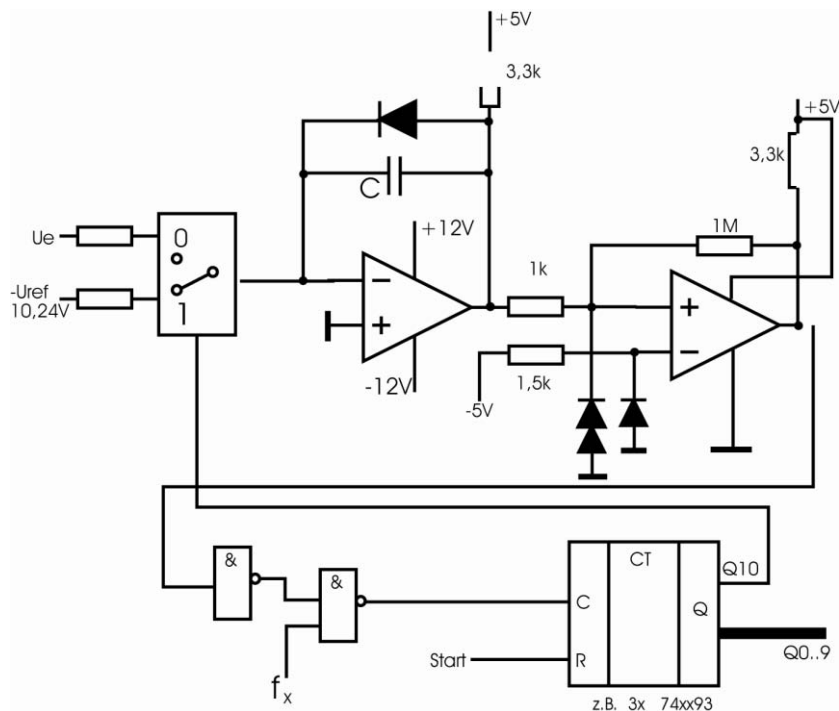


Рис. 9.10. Схема АЦП с двукратным интегрированием

Преобразователи с двукратным интегрированием в настоящее время значительно потеснены интегрирующими сигма-дельта АЦП.

## Задание 9.6

Напишите управляющую программу для реализации АЦП с двукратным интегрированием. Исследуйте характеристику преобразователя и его точность.

## Рекомендации по выполнению задания

Так как используемый интегратор должен инвертироваться, то проще всего работать с отрицательным входным напряжением. Здесь поможет регулируемый ЦАП.

Потребуется два положительных напряжения: для порога переключения и опорного сигнала.

С помощью программы нельзя измерить очень маленькие напряжения близкие к нулю, т. к. при этом никогда не достигается пороговое напряжение. Можно за-

дать временную задержку в бесконечном цикле по превышению порога (или установить нулевой порог компаратора).

### Анализ результатов

Измерьте при помощи смоделированного АЦП несколько значений напряжения. Как влияет время измерения на результаты измерения?

Повторите измерения, изменив опорное напряжение. Как меняются при этом точность, пределы измерений и временная характеристика?

Исследуйте влияние времени интегрирования на пределы измерений и линейность.

## 9.3.2. Преобразователь "частота–напряжение"

Другой способ интегрирования — накопление определенного заряда на конденсаторе с его дальнейшим разрядом. При этом измеряется заряд, достигнутый за определенное время. Частота следования импульсов сброса пропорциональна току заряда. Определение величины заряда происходит с помощью интегратора и компаратора. Принцип действия показан на рис. 9.11.

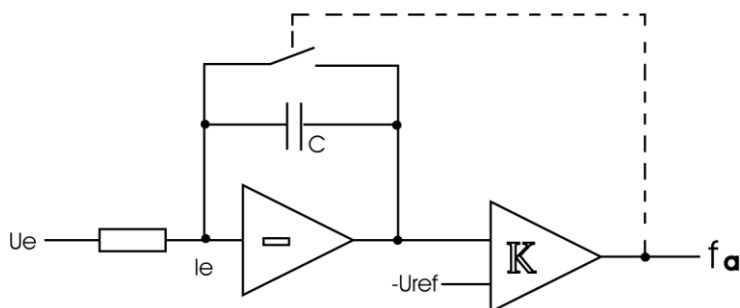


Рис. 9.11. Преобразователь "частота–напряжение"

Так как для разряда требуется конечное время, которое вносит погрешность, существует и другой вариант. Здесь заряд компенсируется изменением знака входного напряжения. Напряжение интегратора лежит между двумя порогами срабатывания, в результате получается симметричный выходной сигнал.

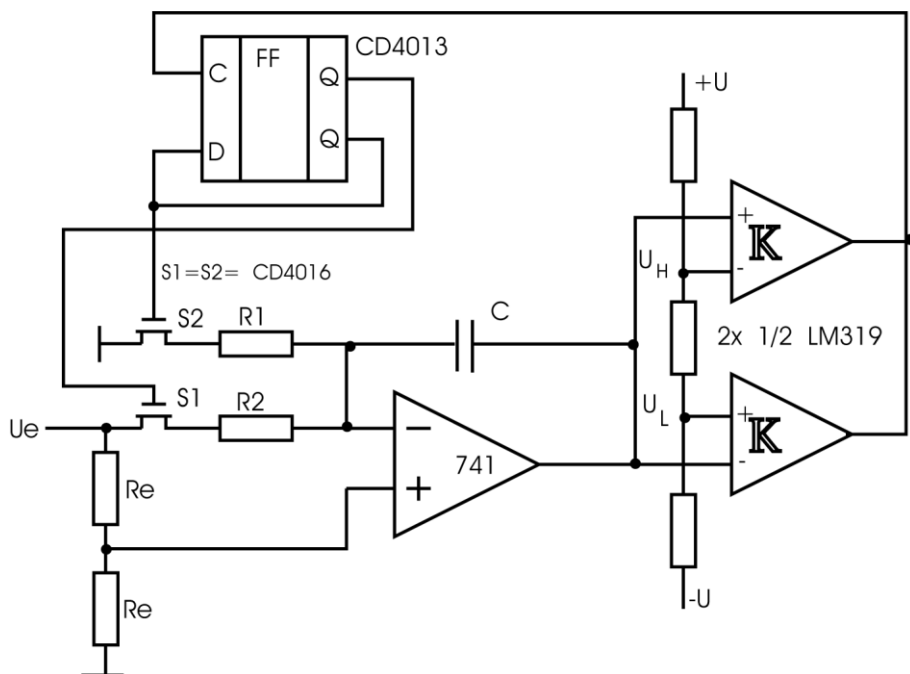
Преобразователи "напряжение–частота" благодаря интегрирующей характеристике и методу измерения частоты оказываются невосприимчивыми к помехам. Еще одно преимущество таких преобразователей — очень большой динамический диапазон входного напряжения. Основной недостаток — малая скорость преобразования.

Эти преобразователи лучше применять там, где присутствуют медленно меняющиеся процессы. Сигнальная линия должна иметь гальваническую развязку. При непрерывном преобразовании не требуются никакие линии управления.

Преобразователи "напряжение–частота" выпускаются с разными характеристиками. Самые простые варианты — это управляемые напряжением генераторы (ГУН, Voltage-Controlled Oscillator, VCO), которые имеются среди микросхем 74-й серии. К их числу относятся, например, микросхемы 74xx124, 74xx324 и упомянутая ранее серия 4046.

В [8.7] описана микросхема AD652 — высоколинейный интегральный преобразователь "напряжение–частота".

Пример преобразователя "напряжение–частота" на дискретных компонентах приведен на рис. 9.12. Входное напряжение, подаваемое на интегратор, попеременно коммутируется ключами S1 и S2, что приводит к интегрированию и дезинтегрированию. Переключение происходит при помощи обоих компараторов, которые образуют петлю гистерезиса в окрестности нулевой точки. Если напряжение интегратора выходит за пределы петли в положительном или отрицательном направлении, происходит срабатывание триггера и меняется состояние ключей. Таким образом, полярность входного напряжения может быть произвольной.



**Рис. 9.12.** Преобразователь "напряжение–частота" для двуполярного входного сигнала [9.1]

В схеме на рис. 9.13 величина заряда определяется путем разряда предварительно заряженного конденсатора. При этом логическая схема работает как триггер, который отслеживает превышение заряда на интегрирующем конденсаторе.

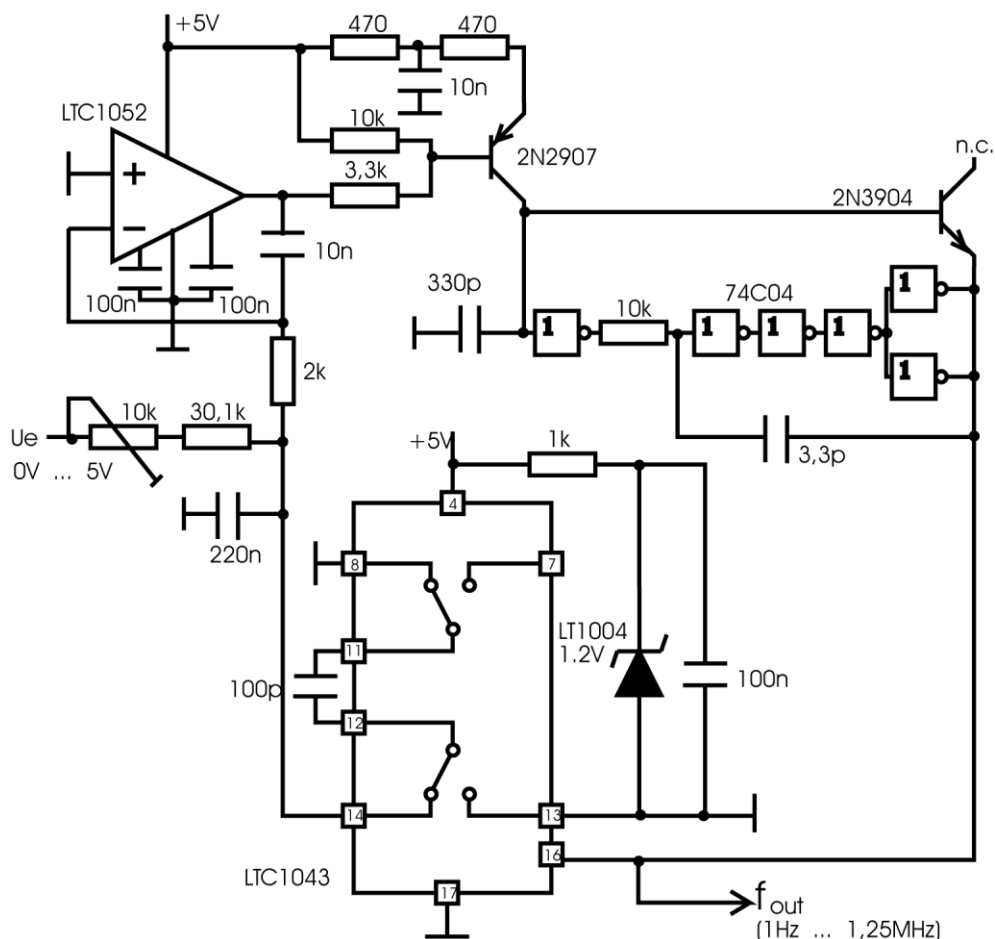


Рис. 9.13. Преобразователь "напряжение–частота" с большим динамическим диапазоном [8.9]

## Задание 9.7

Напишите программу для моделирования преобразователя "напряжение–частота". Для этого проинтегрируйте входное напряжение до порогового значения и потом возвратите интегратор в исходное положение.

## Рекомендации по выполнению задания

Так как для результата требуется измерение частоты, то нужно считать число импульсов сброса за определенный период. Этот период образуется заданным количеством шагов модели. Подсчитывается число команд сброса.

В качестве входного напряжения можно подавать отрицательные значения через DAU1 к интегратору.

Запишите результаты для нескольких входных напряжений и исследуйте линейность преобразования. Какие погрешности имеются и в чем их причина? Когда возникает проблема при временном дискретном опросе напряжения интегратора? Обдумайте способ уменьшения этих погрешностей.

### 9.3.3. Многократные АЦП

Для улучшения точности разработаны АЦП с трех- и четырехкратным преобразованием. В этом случае погрешность уменьшается квантованием по времени за счет дополнительных шагов. На рис. 9.14 показана временная диаграмма интегратора трехкратного преобразователя.

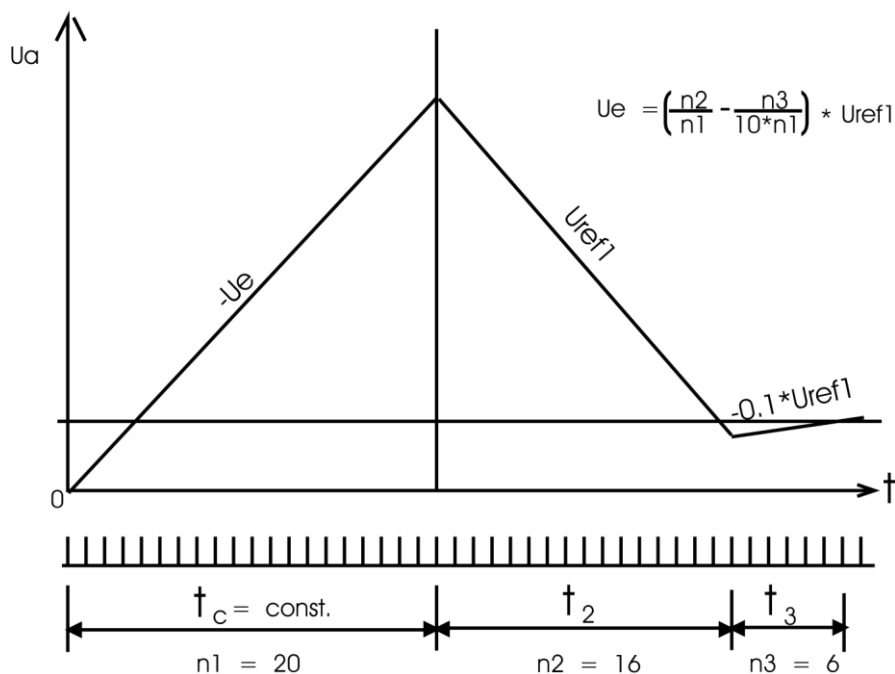


Рис. 9.14. Временная диаграмма трехкратного АЦП

Интегрирование осуществляется в течение постоянного, относительно большого интервала времени. Погрешность обратно пропорциональна числу импульсов, т. е. интервал от нуля и первого импульса не определен. Точное время достигается за счет сброса счетчика в точке перехода. Такой метод эффективен, поскольку учитывает только целые импульсы. Каждый последующий импульс вызывает коммутацию второго опорного сигнала (Referenz 2), составляющего 10% от напряжения первого опорного сигнала (Referenz 1). Остаток может интерполироваться между обоими импульсами.

### 9.3.4. АЦП с балансировкой заряда

Как уже понятно из названия, речь идет о достижении стабильного состояния. При этом разряду конденсатора противодействует заряд за счет входного тока. Чем большее количество тактов разряда применяется, тем больше входной ток, так что результат представляет собой соотношение времени разряда к времени измерения. Для иллюстрации описанного принципа на рис. 9.15 приведен пример схемы.

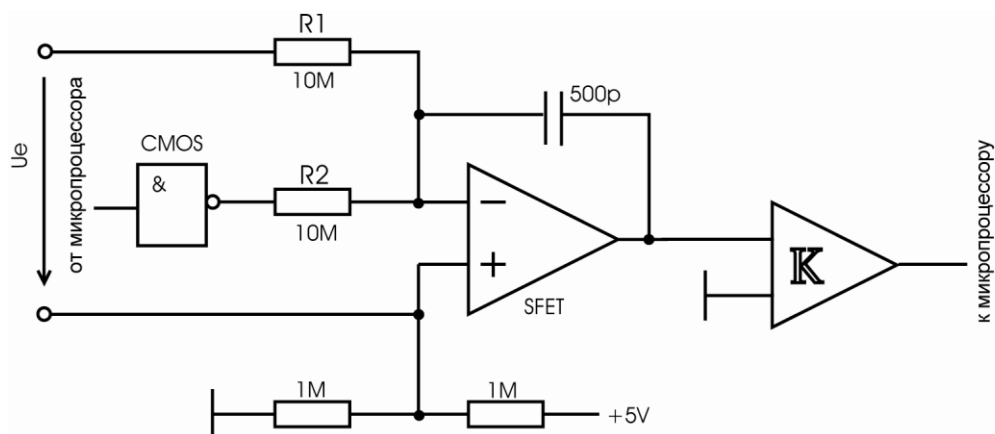


Рис. 9.15. Пример АЦП с балансировкой заряда на основе микропроцессора [9.2]

В качестве опорного потенциала операционного усилителя подается половина напряжения питания. В результате напряжение на выходе составляет +2,5 В или –2,5 В. Этого достаточно для КМОП-микросхем. Интегратор питается входным током  $I_1$  и от опорного напряжения, в итоге получается ток  $I_2$ . При нулевом входном напряжении интегрируется только опорное напряжение. Процессор управляет таким образом, что колебания возникают около точки переключения. При каждом опросе входа решается, должен ли опорный сигнал быть положительным или отрицательным. В нашем случае переключение происходит при каждом опросе и дает в итоге симметричное колебание. Значения опорного сигнала при 100 опросах положительны, таким образом, в 50 случаях и отрицательны в 50. При подаче положительного входного напряжения опорное напряжение должно быть дольше отрицательным, чтобы компенсировать возникающий заряд. В виде математических соотношений это выглядит так:

$$I_1 = U_e / R_1;$$

$$I_{2a} = -2,5 \text{ В} / R_2;$$

$$I_{2b} = 2,5 \text{ В} / R_2;$$

$N$  — общее число опросов процессором;

$k$  — число опросов.

При  $U_r = -2,5$  В получим:

$$(I1 \times N) + (I2a \times k) + (I2b \times (N - k)) = 0.$$

Если сделать подстановку и положить  $R1=R2$ , то получится:

$$U_e = -2,5 \text{ В} \times (1 - (2 \times k/N)).$$

Рабочий диапазон напряжений  $\pm U_{ref}$ .

Время преобразования АЦП данного типа относительно велико. Зато он невосприимчив к помехам и допускам на компоненты.

Следующий пример (рис. 9.16) взят из [8.9, с. 2–228]. Схема представляет собой автономное устройство без процессора. Результат измерения получается из отношения частоты следования импульсов к тактовой частоте.

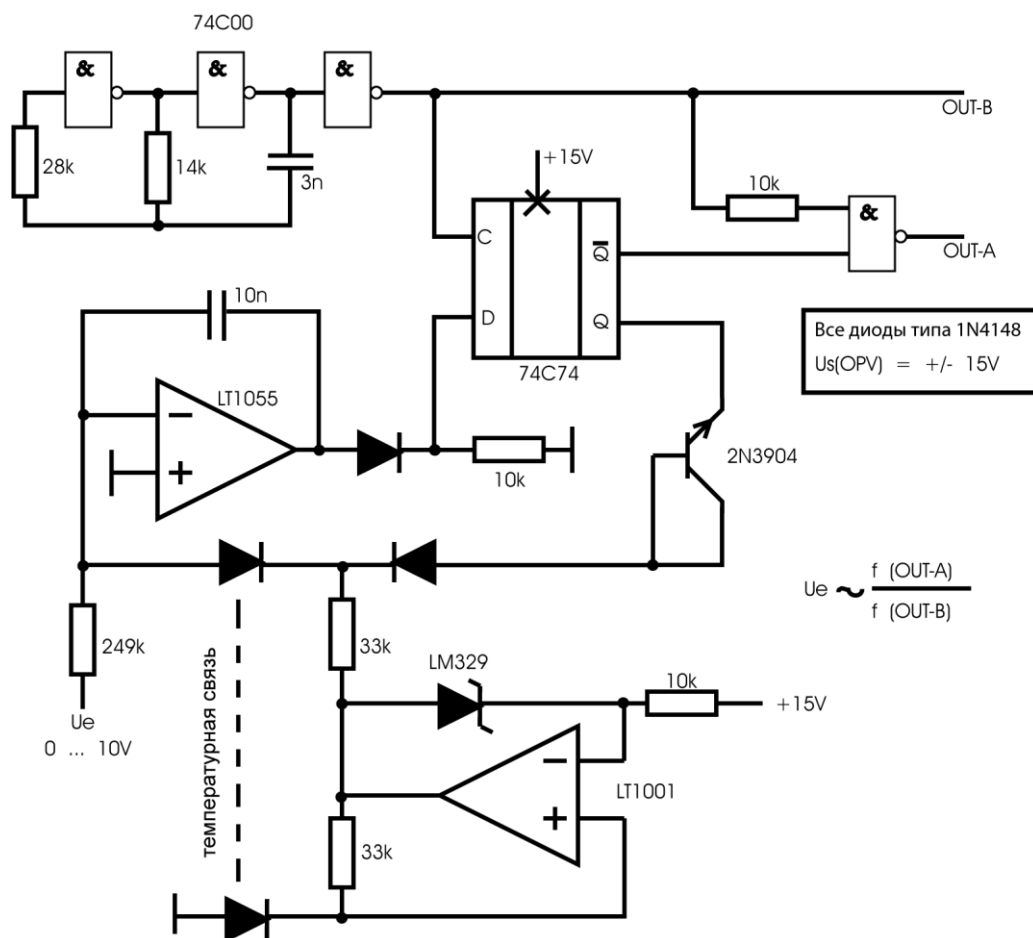


Рис. 9.16. 12-разрядный АЦП с балансировкой заряда

### 9.3.5. Сигма-дельта АЦП

Очень простая схема для измерения напряжения приведена на рис. 9.17. Она состоит лишь из RC-цепи и, при необходимости, содержит делитель входного напряжения. Отличие от только что рассмотренного АЦП с балансировкой заряда состоит в том, что измерительная и опорная цепи развязаны. В процессе преобразования в цепи опорного сигнала устанавливается то же самое напряжение, как и в измерительной цепи.

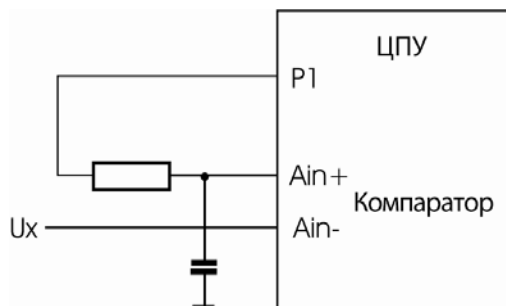


Рис. 9.17. Программно реализованный 12-разрядный сигма-дельта АЦП

Здесь процесс преобразования полностью зависит от программного обеспечения. Недостатком является то, что процессор целиком загружен во время преобразования, и его работе не должны мешать прерывания.

В режиме простоя порт P1 находится на низком уровне (0). С запуском преобразования он переключается на высокий уровень (1) и ждет до тех пор, пока компаратор не переключит центральный процессор, что сигнализирует о достижении измерительного напряжения. Теперь порт переключается в цикле 4096 уровней (12 бит) снова на 0, если входное напряжение у конденсатора больше напряжения  $U_x$ , и устанавливается в 1, если оно меньше. Подсчитывается число единиц. Для этого в каждом рабочем цикле однократно опрашивается компаратор. При программировании необходимо следить за тем, чтобы у обеих ветвей было одинаковое время задержки после анализа данных компаратора, чтобы получить постоянное время цикла. Число зарегистрированных логических единиц пропорционально к напряжению  $U_x$ .

При применении процессора Atmel погрешности нельзя скомпенсировать просто оптимизацией порога переключения компаратора. Это можно реализовать, например, с помощью различных MSP (Multimedia Signal Processor — процессор цифровой обработки мультимедийных сигналов), имеющих несколько коммутируемых входов. В этом случае входы переключаются, выполняется процесс измерения и берется средний результат измерений. Подробно описанный пример рассмотрен в [9.7], там же приведен расчет параметров RC-цепи.

### 9.3.6. ШИМ-преобразователь

ШИМ-преобразователь является модификацией сигма-дельта преобразователя. Так как возникающий выходной сигнал в порту P1 в конечном итоге соответствует собственному регулирующему сигналу ШИМ, то можно использовать также непосредственно ШИМ-канал для управления. Однако здесь нужен баланс между обоими входами. Пригодны все уже рассмотренные алгоритмы.

Этот способ целесообразен только, если сигма-дельта процесс приводит к неприемлемой нагрузке на процессор и/или требуется возможность прерывания. Благодаря таймеру ШИМ-преобразование может происходить автономно. Процесс протекает несколько медленнее, т. к. необходимо учесть время установления фильтра, однако нет вмешательства в процесс преобразования через прерывание и он может работать в фоновом режиме.

### 9.3.7. Погрешность интегрирующих АЦП

Ранее упоминалось, что интегрирующие АЦП в большинстве случаев нечувствительны к допускам. Причина кроется, прежде всего, в образовании соотношения при преобразовании, которое можно реализовать проще заданием допуска. Чтобы обеспечить стабильность порядка 0,0001 %, необходимую тактовую частоту можно получить при помощи кварцевого генератора.

Особый интерес представляет проблема подавления шума в интегрирующих преобразователях. Оптимизировав параметры АЦП, можно добиться полного подавления периодических помех и значительного ослабления случайных. Такая возможность следует из особенностей метода интегрирования. Интеграл от периодической функции равен нулю, если пределы интегрирования совпадают с периодом повторения импульсов.

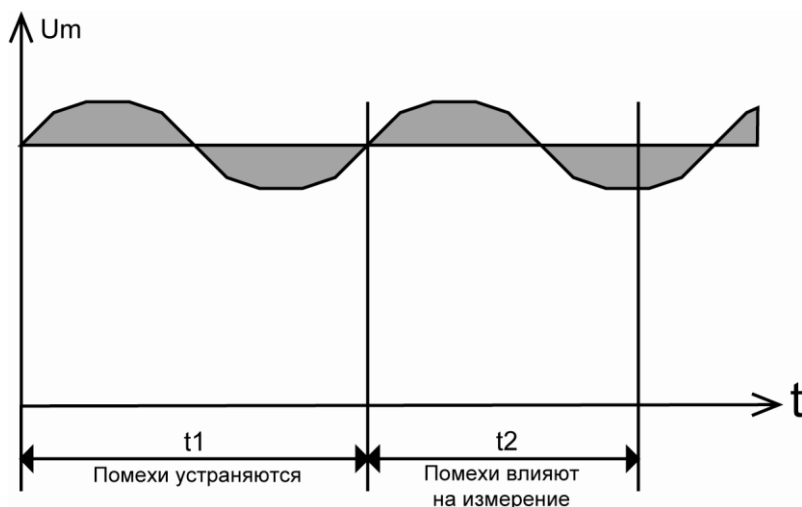


Рис. 9.18. Взаимосвязь периода помех и периода измерений

В преобразователях с двукратным интегрированием время интегрирования выбирают равным (или кратным) периоду повторения импульсов помехи (рис. 9.18). Этот метод позволяет подавить пульсации сети.

При выборе интегрирующих АЦП нужно обращать внимание также на возможность влияния тактовой частоты на время интегрирования.

## 9.4. Погрешности АЦП

Мы уже говорили о конкретных ошибках АЦП двух различных типов, теперь более подробно рассмотрим некоторые наиболее распространенные погрешности АЦП.

Наиболее важной среди них является ошибка квантования. Причина кроется в конечном числе интервалов, которые представляют аналоговое значение. Интервал квантования соответствует значению младшего бита. Так как мы не знаем, находится ли верное значение выше или ниже, погрешность указывается как значение  $\pm 1/2$ . Чтобы выразить эту величину в виде напряжения, нужно рассчитать значение младшего бита исходя из максимального входного напряжения и разделить его на возможное число интервалов.

Еще одна важная погрешность — нелинейность — в большинстве случаев связана с опорным напряжением. При работе со ступенчатыми опорными напряжениями возникают погрешности, связанные с допусками комплектующих изделий. В интегрирующих АЦП причина кроется в нелинейных характеристиках тока утечки операционного усилителя и конденсаторов.

Третья группа ошибок обусловлена действием дестабилизирующих факторов. Эти погрешности включают в себя все изменения из-за температуры, старения и дрейфа опорного напряжения.

На практике большинство погрешностей указывается как отклонение в младшем бите.

Поскольку при уменьшении погрешности АЦП его стоимость увеличивается непропорционально, может оказаться, что самый плохой АЦП с большей разрядностью будет дешевле, чем АЦП с малой разрядностью, но с высоким классом точности. На практике при более высокой разрядности АЦП ошибке будет подвержен младший разряд.

## 9.5. Подавление помех наложения

При оцифровке аналогового сигнала истинное значение регистрируется в дискретные моменты времени. То, что происходит между отсчетами, не фиксируется. Но чтобы получить предсказуемую характеристику при дискретизации, к сигналам и их преобразованию предъявляются дополнительные требования.

Период дискретизации не должен превышать интервал, на котором сигнал может измениться. Это зависит от максимальной частоты (наивысшей частоты) входного

сигнала. Согласно теории Найквиста–Шеннона (Shannon–Nyquist) сигнал необходимо считывать более двух раз в течение минимального периода колебаний (исходя из максимальной частоты в спектре сигнала). При дискретизации сигнала дважды (или менее) за период получается ошибочная частота на выходе отображенного сигнала — эффект наложения спектров.

На рис. 9.19 показаны разные результаты дискретизации для треугольного импульса.

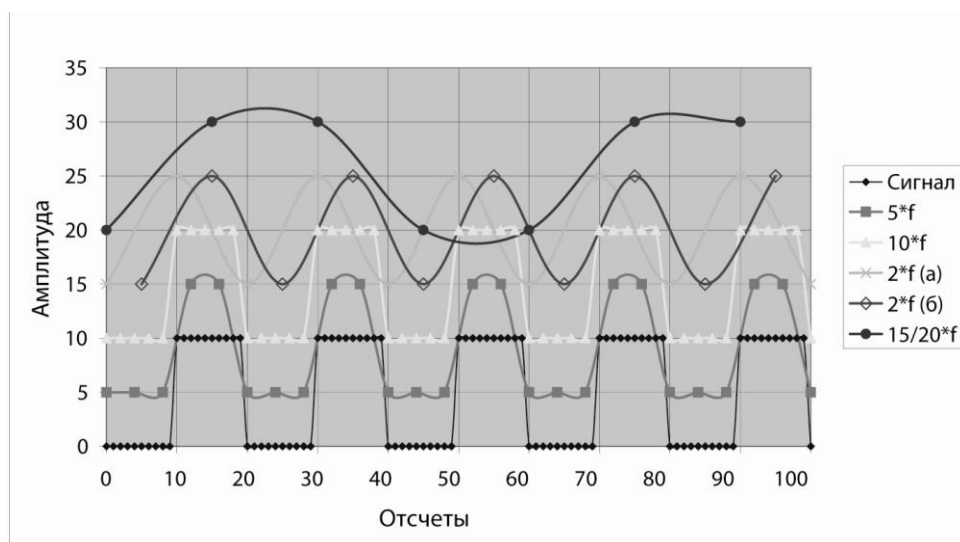


Рис. 9.19. Дискретизация треугольного импульса

Амплитуда входного сигнала изменяется от 0 до 10 единиц. Все дискретизированные сигналы имеют ту же самую амплитуду, но для наглядности смещены вверх.

Длительность входного сигнала на рис. 9.19 равна 20 единиц. Если число отсчетов равно 10, то в результате входной сигнал полностью можно восстановить. При сокращении числа отсчетов до пяти пропадут максимальные значения сигнала и уже могут возникнуть погрешности. Если число отсчетов сокращается в два раза за период, измерение еще может удаваться ( $2f$  — случай а), но при небольшом сдвиге фаз может получиться постоянное напряжение ( $2f$  — случай б). Если, например, интервал равен  $3/4$  периода, то получают в результате сигнал с вдвое меньшей частотой (функция  $15/20f$ ).

Из этого анализа можно сделать вывод, что частота дискретизации должна быть всегда значительно больше, чем максимальная частота сигнала. В метрологии минимальное значение коэффициента, как правило, принимается равным 10. Если точный вид наложения спектров входного сигнала неизвестен, то нужно рассчитать фильтр подавления помех наложения исходя из требуемой максимальной частоты.

## 9.6. Коммерческие схемы АЦП

Промышленность предлагает широкий ассортимент готовых интегральных АЦП. Выпускаются АЦП с различными методами преобразования, разрядностью, быстродействием и интерфейсом. В этом разделе будет рассмотрено несколько схем разного типа и производителей.

### 9.6.1. Микросхемы АЦП

Классический представитель интегральных АЦП — микросхемы AD570/AD571 (рис. 9.20) по данным [8.7]. Эти микросхемы появились на рынке в 1986 году и все еще предлагаются к реализации. Однако, судя по цене, скоро они исчезнут из продажи.

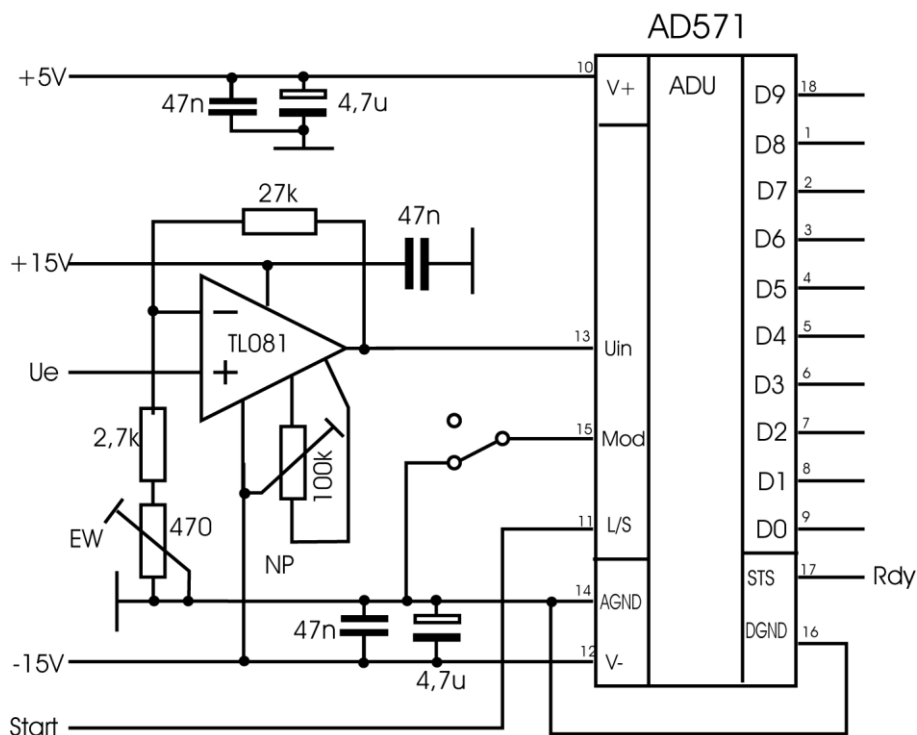


Рис. 9.20. Базовая схема подключения AD570

Схемы AD570 и AD571 отличаются только разрядностью (8 и 10 бит). Обе работают по методу последовательной аппроксимации и имеют внутренний источник опорного напряжения.

Диапазон входного напряжения составляет от 0 до +10 В или от -5 В до +5 В, в зависимости от режима работы. Для подключения к шине процессора имеются выхо-

ды с тремя состояниями. Во время преобразования (и до тех пор, пока вывод 11 имеет высокий уровень) выходы АЦП заблокированы. Преобразование начинается со спада импульса на выводе 11, а завершается по спаду импульса на выходе состояния (вывод 17). Скорость находится между 30 000 и 50 000 преобразованиями в секунду.

Представитель группы сверхбыстродействующих АЦП — микросхема ADS801 (рис. 9.21). При разрядности 12 бит достигается скорость преобразования 25 MSPS (Mega Samples Per Second, миллион отсчетов в секунду) (по данным [9.3]). Выпускается несколько типов быстродействующих АЦП с разрядностью от 8 и 14 бит и скоростью преобразования до 100 MSPS.

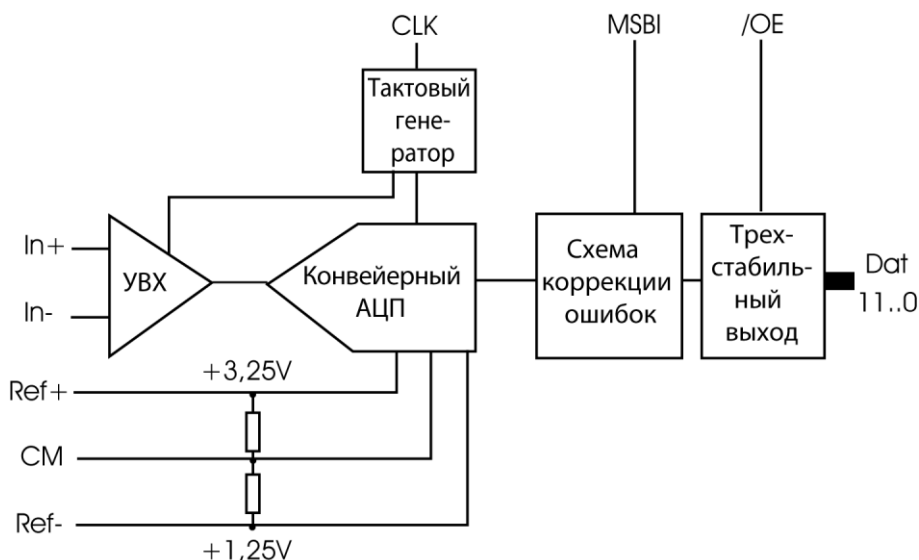


Рис. 9.21. Структурная схема ADS801

Схема не имеет особенностей. Управляющие сигналы не требуются, т. к. результат выдается на каждом такте. Нужно только учитывать, что из-за конвейерного принципа работы этих АЦП окончательный результат в цифровом виде на выходе появляется лишь спустя 12 тактов после фиксации входного сигнала.

## 9.6.2. Системы сбора данных

Система сбора данных кроме собственно АЦП содержит дополнительные модули. Это могут быть мультиплексор и/или блоки выборки и хранения.

Существуют микросхемы с параллельным или последовательным интерфейсом. Их электропотребление часто очень незначительно, что позволяет встраивать их в удаленных объектах мониторинга. Дополнительный монтаж состоит лишь из магистральных усилителей-формирователей и соответствующих входных каскадов. Пре-

дусмотрена как несимметричная (с общей шиной) так и симметричная (т. е. дифференциальная) конфигурация входов.

Пример использования микросхемы мультиплексора MAX181 в коммутируемом усилителе приведен в источнике [10.2].

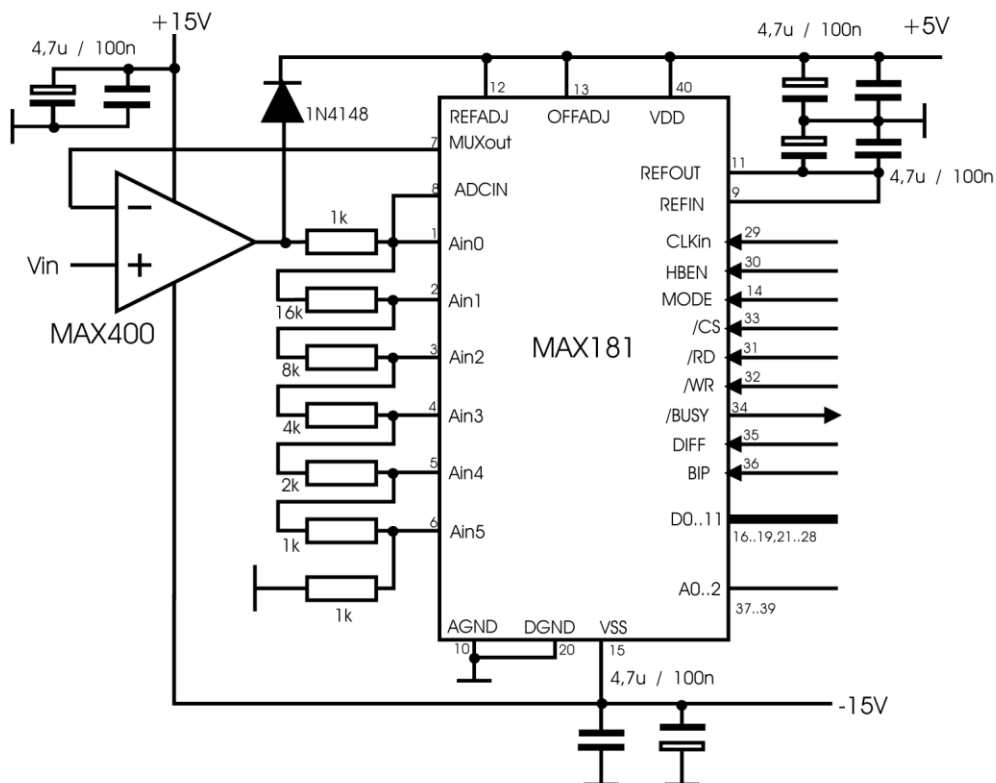


Рис. 9.22. АЦП с переключаемым усилением

У MAX181 выход мультиплексора и вход блока выборки и хранения выведены на два отдельных контакта. Через эти выводы можно включать мультиплексор в обратную связь неинвертирующего операционного усилителя и реализовать коммутацию коэффициента усиления (рис. 9.22). Усиление меняется от 1 до 32 с шагом 2.

В системах сбора данных важно предусмотреть блоки выборки и хранения. В зависимости от задачи проведения измерений может потребоваться, чтобы результаты регистрировались одновременно, а не последовательно. Примером может быть измерение тока и напряжения для последующего расчета мощности. Так как здесь решающее значение имеет сдвиг фаз, обе величины нужно считывать в один момент времени.

Большинство микросхем сбора данных снабжены общим мультиплексором, обеспечивающим выборку и хранение. Исключением является микросхема MAX155/156, которая имеет для каждого канала отдельные блоки выборки и хранения (рис. 9.23).

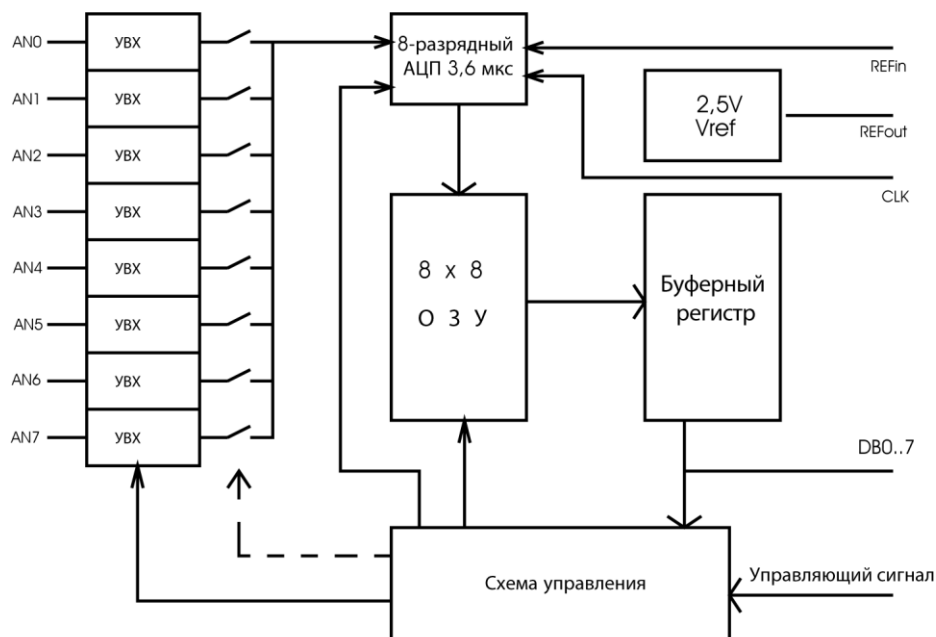


Рис. 9.23. Блок-схема MAX155 [10.2]

Эта микросхема обеспечивает синхронную дискретизацию восьми каналов при разрядности 8 бит. При скорости преобразования примерно 4 мкс на канал возможна обработка сигнала в НЧ-диапазоне. Так как преобразование всех восьми каналов осуществляется параллельно, можно достичь частот дискретизации порядка 32 кГц. Для четырехканальной микросхемы MAX156 эта частота удваивается.

### 9.6.3. Микросхемы для мультиметров

Мы рассматриваем эти микросхемы, которые принадлежат также к АЦП, отдельно, т. к. они представляют собой законченные устройства. С технической точки зрения это модули сбора данных, которые имеют выходной интерфейс управления индикатором.

Давно известная микросхема AD2020 (или C520) предназначена для создания цифрового вольтметра. Она подходит для применений, не требующих высокой точности, например, встраиваемых приборов, рабочий диапазон которых очень ограничен. Максимальное входное напряжение составляет 0,999 В, подключаемый индикатор трехразрядный. Микросхема предназначена для управления светодиодными индикаторами, которые нужно подсоединять при помощи внешнего декодера и транзисторов для мультиплексирования (рис. 9.24). В настоящее время выпуск этих изделий прекращен.

Схему можно подстраивать при помощи двух регуляторов. Потенциометром P1 регулируют нулевую точку, а потенциометром P2 — корректируют верхний предел шкалы. Регулировку следует повторить два-три раза.

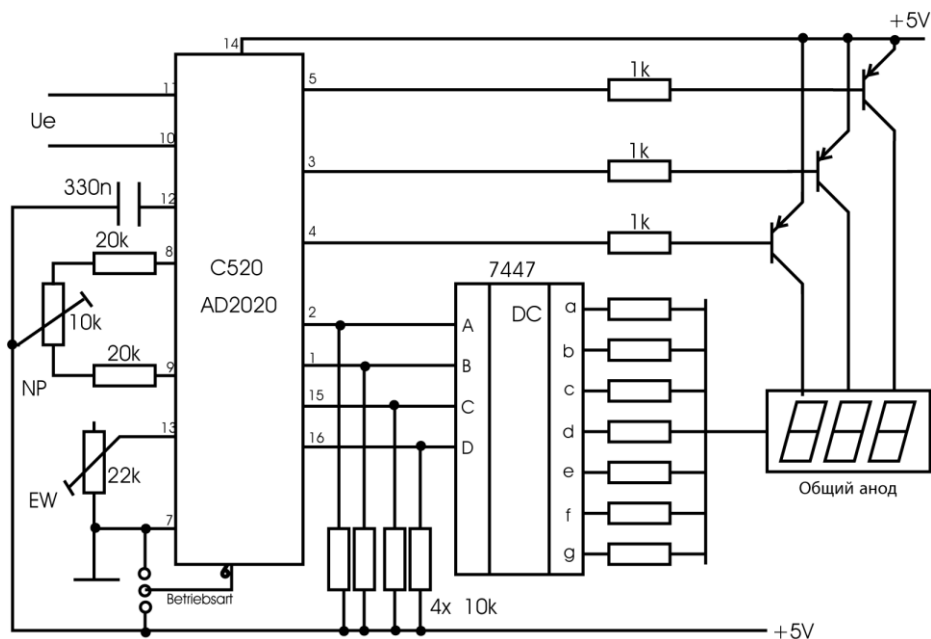


Рис. 9.24. Цифровой вольтметр с AD2020 [9.4]

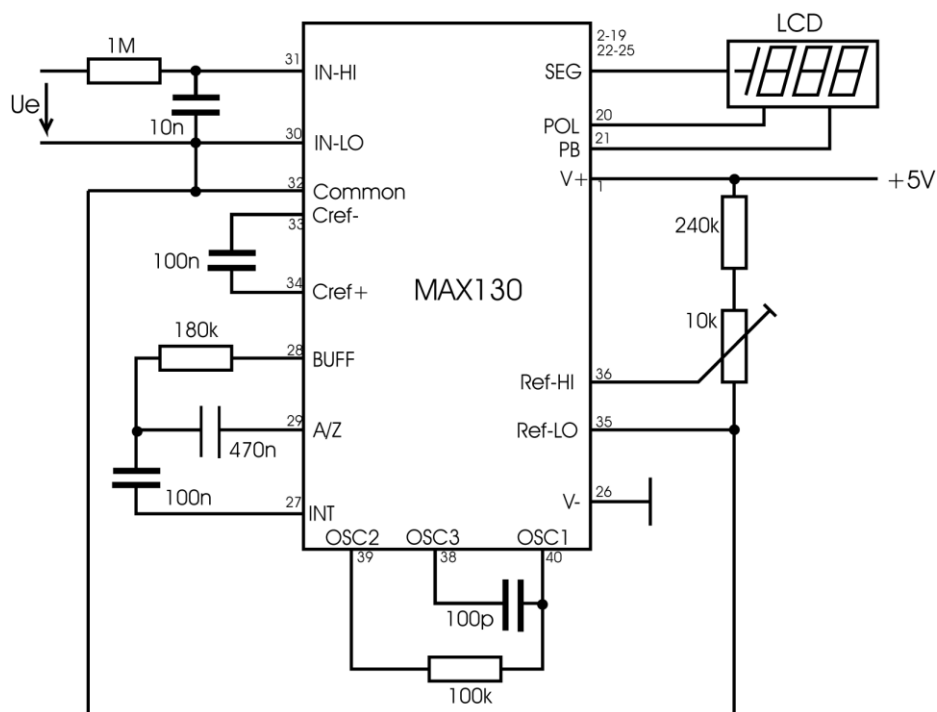


Рис. 9.25. Цифровой вольтметр с MAX130

Микросхема MAX130 также принадлежит к описываемому семейству. Для ее включения требуется немного внешних компонентов и она способна непосредственно управлять жидкокристаллическими индикаторами (рис. 9.25).

Выпускаются микросхемы и для мультиметров со светодиодным индикатором, например ICL7117 [10.2].

В схеме на рис. 9.25 предусмотрен индикатор с 3,5 разрядами. Входное напряжение составляет 0,2 В. Схема может работать при напряжении питания 5 В или 9 В. Достаточно только подобрать резисторы около вывода 1 для настройки опорного напряжения и около вывода 28.

### 9.6.4. Альтернативные решения

Использование АЦП существенно увеличивает стоимость устройства. Поэтому имеет смысл продумать возможные альтернативы.

Большинство микроконтроллеров уже располагают высокоэффективными встроенными АЦП с различными дополнительными функциями. "Простые" 10-разрядные АЦП уже можно рассматривать как стандартное решение. Однако сейчас существуют процессоры с 16- и 24-разрядными АЦП и дополнительными входными усилителями. Например, это микросхемы семейства MSP компании Texas Instruments (по данным [9.5 и 9.6]) или серии ATmega компании Atmel (по данным [19.6]).

Преимущество состоит в том, что подобная микросхема может оказаться дешевле, чем отдельный АЦП, если в устройстве нужен свой микропроцессор. Даже если эксплуатировать микросхему только как АЦП, можно реализовать такие функции обработки, как фильтрация и коррекция характеристик.

Пример программы для инициализации и измерения на MSP430F2013 находится на компакт-диске, прилагаемом к книге. В нем используется небольшой процессор для записи данных и цифровой передачи. 16-разрядный АЦП снабжен регулируемым предусилителем. Модель служит для изолированного измерения небольших напряжений и находится на плате площадью 3 см<sup>2</sup>. Благодаря цифровой передаче этот измерительный модуль можно присоединять при помощи оптронов.

## 9.7. Рекомендации по выполнению заданий к главе

### Задание 9.2. АЦП поразрядного уравнивания

АЦП поразрядного уравнивания работают очень медленно и рассматриваются только для изучения принципа действия. В настоящее время они практически не применяются.

### Задание 9.3. Многоступенчатый АЦП

Благодаря выбору двух разных величин интервала время преобразования несколько сокращается по сравнению с АЦП поразрядного уравнивания. Этот тип АЦП тоже не имеет практического значения и служит только для иллюстрации.

**Задание 9.5. АЦП последовательного приближения**

Этот тип АЦП появился в результате развития метода поразрядного уравнивания. Именно здесь для каждого бита результата имеется ступень и, таким образом, достигается минимальное время преобразования. Ранее такие АЦП собирались на дискретных элементах, в настоящее время они выпускаются в виде интегральных микросхем.

**Задание 9.6. АЦП с двукратным интегрированием**

При аппаратной реализации важно обеспечить полное равенство циклов интегрирования и дезинтегрирования. При программной реализации влияет несовпадение во времени процессов переключения компаратора и его опроса. Остаточная погрешность возникает как при запуске, так и в конце интегрирования.

**Задание 9.7. Дискретный по времени преобразователь "напряжение–частота"**

Основная проблема заключается в том, что интегратор продолжает работать в период между достижением порога и последующим импульсом сброса. Накапливается и уничтожается заряд, который относится уже к следующему циклу. Эта погрешность уменьшается при снижении входного напряжения.



## Глава 10

# Цифроаналоговый преобразователь

В микропроцессорных измерительных системах цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) обеспечивают преобразование цифрового сигнала в аналоговый. Мы уже упоминали их при знакомстве с АЦП. Теперь рассмотрим эти устройства несколько подробнее.

### 10.1. Взвешенное суммирование токов

Самый простой метод цифроаналогового преобразования — суммирование токов разной величины. Для этого потребуется коммутатор (по возможности без потерь) для переключения между потенциалом общей шины и опорным напряжением, а также суммирующий усилитель (рис. 10.1).

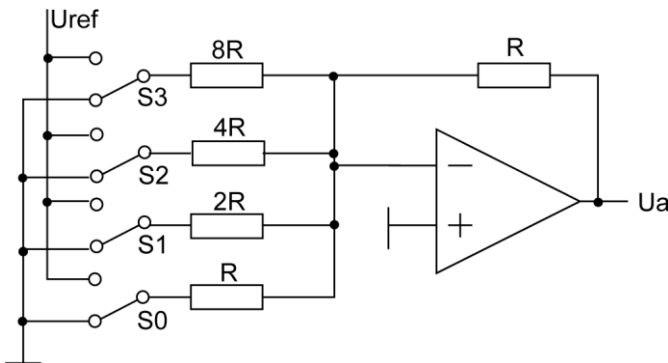


Рис. 10.1. Принципиальная схема ЦАП с суммированием

При указанном на рис. 10.1 положении переключателей выходное напряжение равно нулю. Если срабатывает переключатель S0, то на усилитель поступает опорное напряжение через резистор R. Так как сопротивление в цепи обратной связи операционного усилителя тоже равно R, выходное напряжение оказывается равным опорному. При переключении S3 выходное напряжение будет равно

$$U_a = (R/8R) \times U_{ref} = U_{ref}/8.$$

Так как потенциал на входе ОУ равен нулю, все токи текут через входной каскад, а не через другие резисторы. Следовательно, каждый переключатель можно рассматривать как независимый. В результате выходное напряжение равно сумме усиленных значений опорного напряжения. Поэтому сигнал на выходе может достигать значения, почти равного удвоенному опорному напряжению.

Основная трудность реализации этих ЦАП состоит в резисторах. Здесь требуются резисторы с номиналами, изменяющимися точно в два раза, которые промышленность не выпускает.

Прибегают к комбинации из нескольких резисторов или последовательного соединения постоянного и подстроечного резистора. Такой способ пригоден только при небольшой разрядности ЦАП из-за влияния температуры и старения компонентов. Подобное решение целесообразно на высоких частотах при малой разрядности.

В качестве переключателей подойдут КМОП-ключи. Компенсация сопротивления канала в этом случае не представляет трудности. В простых ЦАП встречается управление непосредственно от КМОП-микросхем (рис. 10.2).

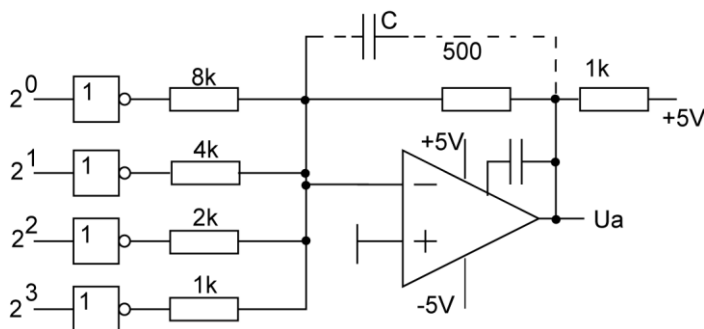


Рис. 10.2. 4-разрядный ЦАП с генераторами весовых токов

Опорное напряжение формируется от источника питания схемы. Параметры резисторов выбраны так, что максимальное значение напряжения на выходе равно  $(15/16)U_{ref}$ . Для уменьшения крутизны фронтов импульса в момент коммутации можно добавить конденсатор  $C$ . В результате переходы между отдельными ступенями сглаживаются.

## 10.2. Схема R2R

Схема R2R позволяет решить проблему подбора большого числа точных резисторов разных значений, необходимых для суммирования. Технологически гораздо проще изготавливать резисторы ограниченных номиналов с постоянным отношением сопротивлений. Для схемы R2R достаточно резисторов только с двумя номиналами в соотношении 1 : 2.

На рис. 10.3 показан вариант резистивной матрицы, изготавливаемой из тонкопленочных элементов.

Рассмотрим схему и подключим выводы 6–12 к общей шине. При подаче напряжения на вход 1 получается четыре включенных последовательно делителя напряжения. К точке 5 будет поступать  $1/16$  входного напряжения. Ток, протекающий в каждом узле, в которой он поступает через резистор  $R$ , течет дальше наполовину к земле ( $2R$ ) и наполовину через  $R$ , т. к. сопротивление остальной части схемы за резистором равно также значению  $R$ . Если приложить напряжение к точке 2, после нее окажется лишь три делителя, и в точке 5 появится  $1/8$  приложенного напряжения. Но, поскольку напряжения таким образом складывать нельзя, то их преобразуют с помощью резисторов в токи. Для этого предназначены выводы 7–10 (рис. 10.4).

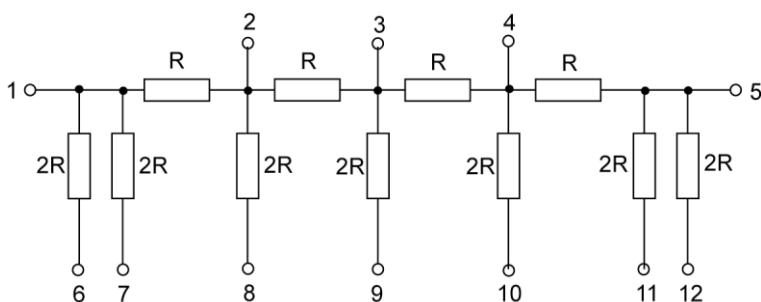


Рис. 10.3. Структура 4-разрядной матрицы  $R2R$

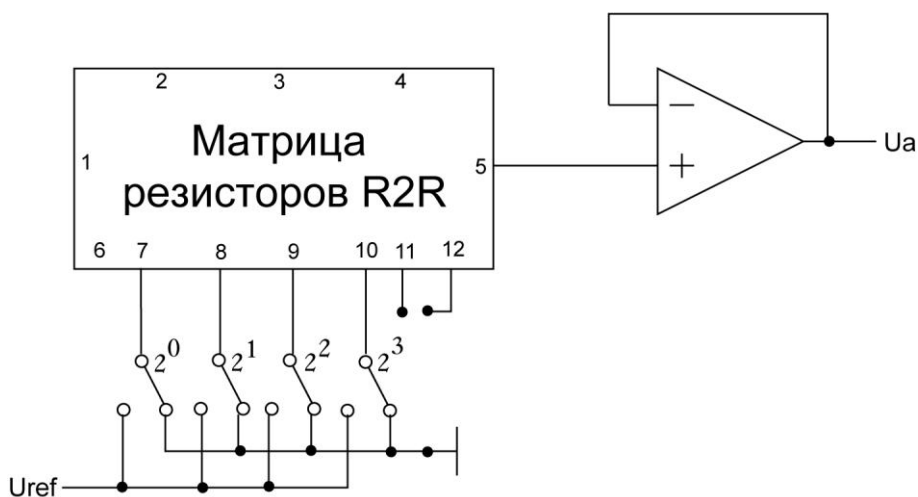


Рис. 10.4. Схема коммутации напряжения на матрице  $R2R$

Так как непосредственная коммутация опорного напряжения нежелательна, часто используется инверсный режим. При этом опорное напряжение  $U_{ref}$  всегда приложено к точке 1, а резисторы переключаются в точках 7–10 (рис. 10.5).

Рассмотренные цифроаналоговые преобразователи хорошо работают с изменяющимися входными напряжениями. В литературе они известны как умножающий ЦАП (Multiplying DAC), т. к. выходное напряжение является произведением напряжения  $U_{ref}$  и установленного цифрового кода.

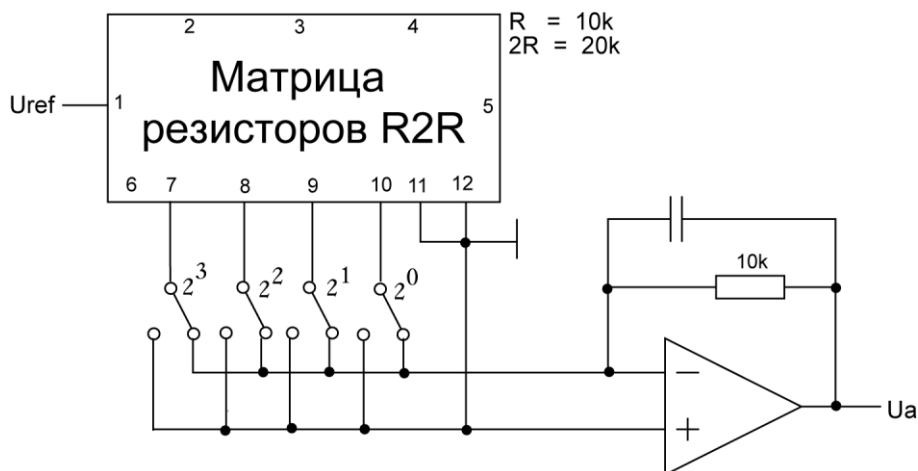


Рис. 10.5. R2R-схема в инверсном режиме

Поскольку технически проще создать источники тока с идентичными токами, то распространен также вариант питания током. Для этого точки 6–12 подключают к общей шине, а токи подают к выводам 1–4. Выходное напряжение можно снимать с точки 5, выходной ток — с точек 11 и 12.

### 10.3. Преобразователь "частота–напряжение"

Мы уже познакомились с преобразованием напряжения в частоту, когда рассматривали АЦП. Обратная операция может выполняться непосредственно после получения сигнала из линии или от процессора. Идея преобразования заключается в интегрировании эталонных импульсов, частота повторения которых меняется. При этом длительность импульса должна быть меньше минимального периода оцениваемой частоты (рис. 10.6).

При интегрировании импульсов по времени на выходе получается значение, которое зависит от длительностей импульса и паузы, т. е. чем дольше длится пауза, тем меньше окажется выходное напряжение. Самый простой пример — применение

одновибратора для генерации импульса с последующей фильтрацией посредством RC-фильтра. Если к выходному напряжению предъявляют более высокие требования, к выходу можно подключить фильтр нижних частот (рис. 10.7).

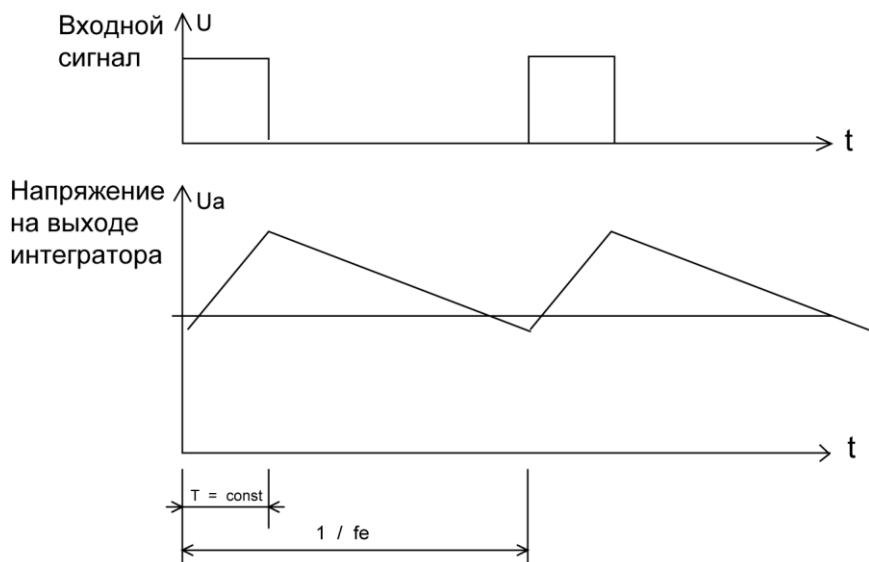


Рис. 10.6. Временная диаграмма напряжения при интегрировании импульса

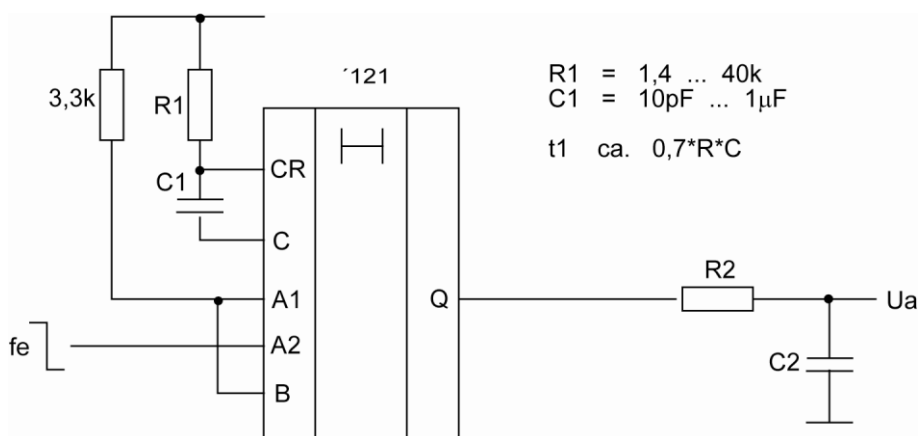
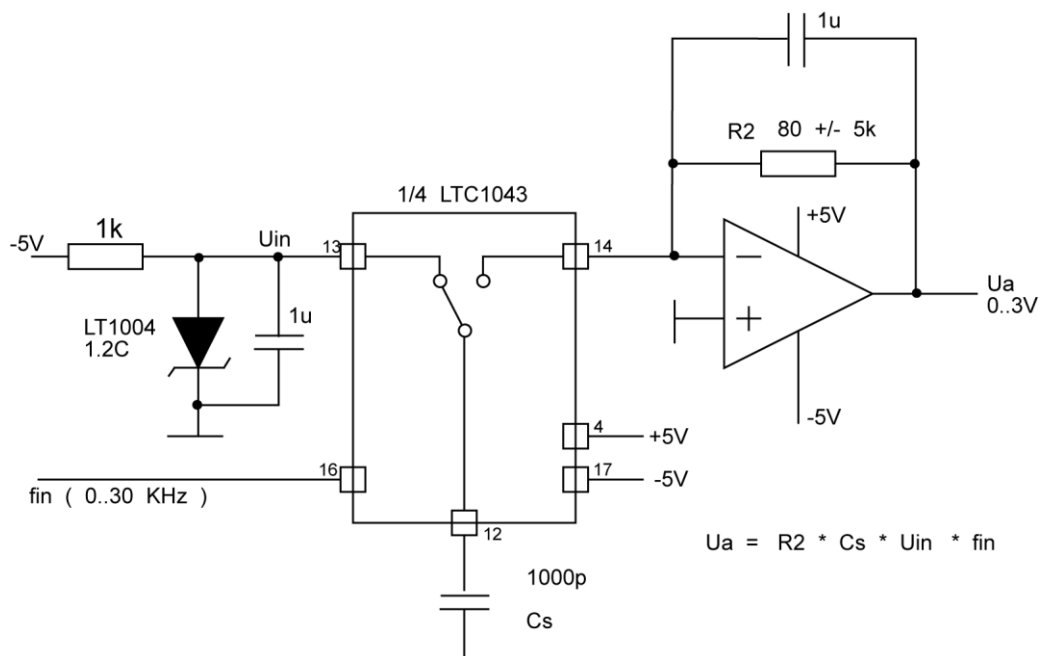


Рис. 10.7. Преобразователь "частота–напряжение" на одновибраторе

Существенно более точное преобразование происходит, если импульсы напряжения заменить эталонным зарядом. Соответствующий пример приведен в источнике [8.9, с. 11–27], где в качестве измеряемой величины выбран заряд конденсатора.



**Рис. 10.8.** Цифроаналоговое преобразование при помощи переключаемой емкости

В схеме, изображенной на рис. 10.8, конденсатор  $C_s$  сначала заряжается от источника опорного напряжения до определенного значения. Затем происходит его разряд до нуля, т. к. инверсный вход ОУ подключен к виртуальному нулевому потенциалу.

Далее протекающий ток подается на интегрирующий конденсатор. При этом формируемое напряжение уменьшается благодаря параллельно включенному резистору. ОУ функционирует как фильтр нижних частот. Коммутация конденсатора между опорным напряжением и интегратором происходит под действием тактового сигнала.

## 10.4. Преобразование при помощи широтно-импульсной модуляции (ШИМ-преобразователь)

Широтно-импульсная модуляция осуществляется так же, как и в предыдущей главе. Меняется среднее значение сигнала в виде меандра. Различие состоит в том, что период повторения импульсов остается постоянным, а длительность импульса варьируется. Это очень удобно, когда значение представлено в цифровой форме.

На рис. 10.9 управление счетчиком происходит с постоянной тактовой частотой и в непрерывном режиме. После завершения счет начинается снова с нуля. Исходные состояния сравниваются с добавленным цифровым значением. До тех пор пока показание счетчика меньше, чем контрольное значение, на выходе компаратора остается высокий уровень, как только они сравниваются, появляется низкий уровень.

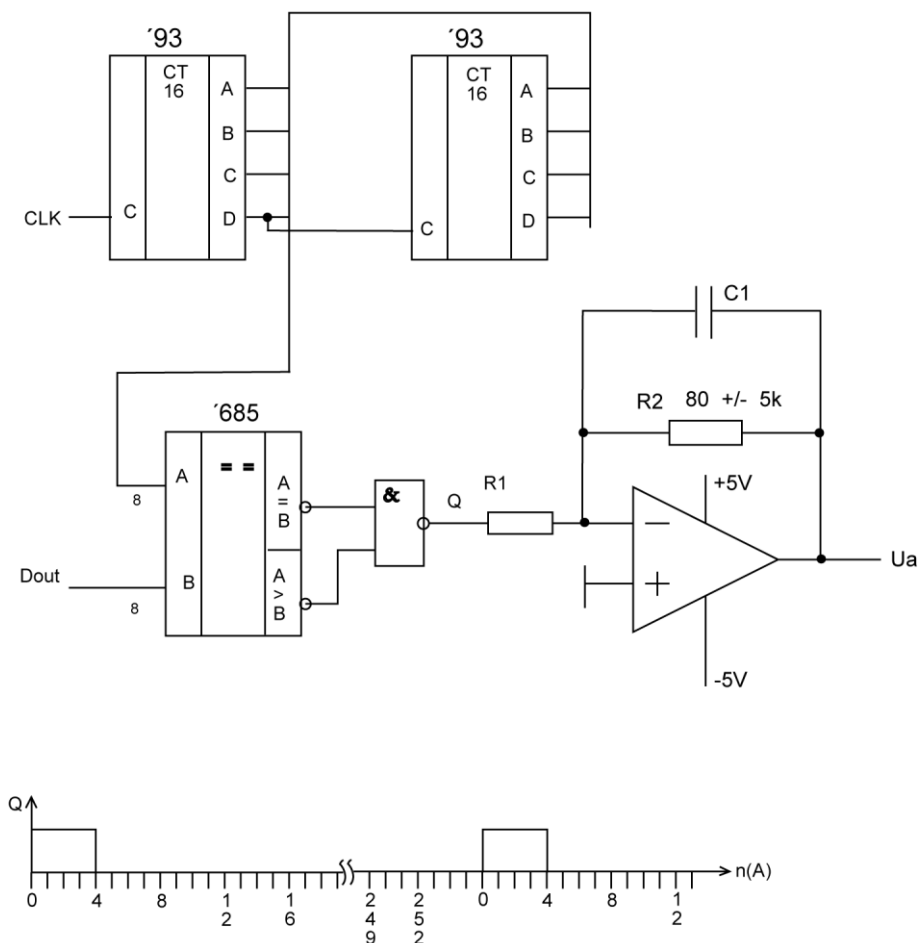


Рис. 10.9. Широтно-импульсный модулятор

Если счетчик имеет 256 состояний, то длительность импульса может составлять от 0 до 254 тактов.

Микроконтроллер с микросхемой таймера также имеет блок ШИМ, позволяющий получить аналоговый выходной сигнал. Так как тактовая частота поступает от процессора, разрядность ограничивается величиной примерно 10 бит, в противном случае период повторения импульсов выходного сигнала становится слишком малым.

В некоторых процессорах (например, Atmel) реализованы ШИМ-микросхемы с повышенными тактовыми частотами, обеспечивающие большую разрядность.

## 10.5. Погрешность цифроаналоговых преобразователей

Погрешность ЦАП определяется теми же факторами, что и для АЦП. Здесь также возможны ошибки квантования, нелинейность и нестабильность.

Ошибка квантования возникает из-за дискретных уровней напряжения, вследствие чего истинное значение может представляться только с ограниченной точностью. Ошибка нелинейности обусловлена разбросом значений компонентов и проявляется как в виде искажений характеристики преобразователя. Погрешность из-за нестабильности снова связана с колебаниями температуры и старением конструктивных элементов.

Цифроаналоговое преобразование отличается еще одной особенностью: напряжение на выходе содержит скачкообразные изменения. Крутые фронты импульса в момент коммутации привносят в выходной сигнал паразитные частотные составляющие, которых не было в исходном сигнале. Эти помехи нужно подавлять с помощью фильтра. Его свойства зависят от нужной частоты выходного тока и необходимой разницы амплитуд между двумя выходами.

## 10.6. Микросхемы ЦАП

Фирмы-производители выпускают широкий спектр интегральных ЦАП. Ранее в этой главе упоминались R2R-схемы, изготовленные в виде гибридных или тонкопленочных резистивных матриц.

Обширный ассортимент ЦАП с самыми разными свойствами можно найти на сайтах фирм Texas Instruments, Analog Devices и Maxim. Цифроаналоговые преобразователи, как и аналого-цифровые, предлагаются с последовательным или параллельным интерфейсом. Среди последовательных интерфейсов преобладают I2C и SPI, причем у быстродействующих ЦАП можно также встретить LVDS-интерфейсы. У многоканальных преобразователей хранение значений вообще происходит в цифровой форме. В таком случае микросхема имеет 2, 4 или 8 аналоговых выходов. При этом на выходах многоканальных ЦАП часто есть буферные усилители. Одноканальные преобразователи нужно подключать, как правило, к внешнему операционному усилителю. В зависимости от типа микросхемы опорное напряжение формируется от внутреннего или внешнего источника.

Упомянутые фирмы предлагают 200 и более разных типов микросхем ЦАП. Интервал параметров охватывает большой диапазон:

- разрядность от 4 до 20 бит;
- число выходных каналов от 1 до 8;
- время преобразования от 10 нс до 10 мс;
- выход по току или выход по напряжению;

- разные интерфейсы;
- разнообразные динамические и статические характеристики преобразования.

Кроме универсальных ЦАП существуют еще несколько особых устройств, которые ориентированы на определенные области применения. К ним относятся, в том числе, компараторы с регулируемыми пороговыми значениями на ЦАП и видео-ЦАП, которые снабжены дополнительными модулями памяти (например, ОЗУ цветовой палитры).

## 10.7. Примеры применения ЦАП

### 10.7.1. Умножение напряжений

Цифроаналоговые преобразователи на базе R2R-схем позволяют работать с переменными напряжениями. Выходное напряжение такого преобразователя получается как часть опорного напряжения, согласно формуле:

$$U_a = (N/N_{max}) \times U_{ref}.$$

Здесь  $N$  — заданное и  $N_{max}$  — максимально возможное цифровое значение. ЦАП с внешним опорным сигналом допускают, следовательно, умножение приложенного напряжения аналогового сигнала с цифровым значением. Если имеется однополярный аналоговый сигнал и униполярный преобразователь, нужно работать в одном квадранте, при биполярном преобразователе — в двух квадрантах, а при дополнительном двуполярном опорном напряжении можно работать в четырех квадрантах. На рис. 10.10 показан 4-квадрантный умножитель.

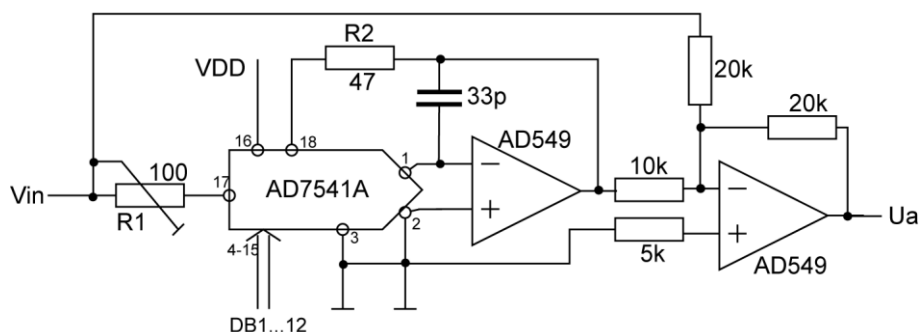


Рис. 10.10. 4-квадрантный умножитель с ЦАП [8.12]

Подключив два ЦАП последовательно (т. е. выход первого образует опорное напряжение второго преобразователя), можно перемножать два цифровых значения со знаком.

Умножение осуществляется в нормированной форме, если опорное напряжение первого преобразователя численно равно единице.

### 10.7.2. Регулировка усиления с помощью ЦАП

В принципе, цифровая регулировка усиления — это умножение сигнала переменного напряжения (рис. 10.11). Как уже было ранее отмечено, один ЦАП выдает выходное напряжение, амплитудой меньше входного, следовательно, возможно только уменьшение. При этом с 8-разрядным ЦАП достигают диапазона регулирования 48 дБ, с 10-разрядным — 60 дБ, с 12-разрядным — 72 дБ. 14-разрядный ЦАП позволяет достичь динамического диапазона 84 дБ, однако при этом уже возникают проблемы с отношением сигнал/шум и перекрестными помехами.

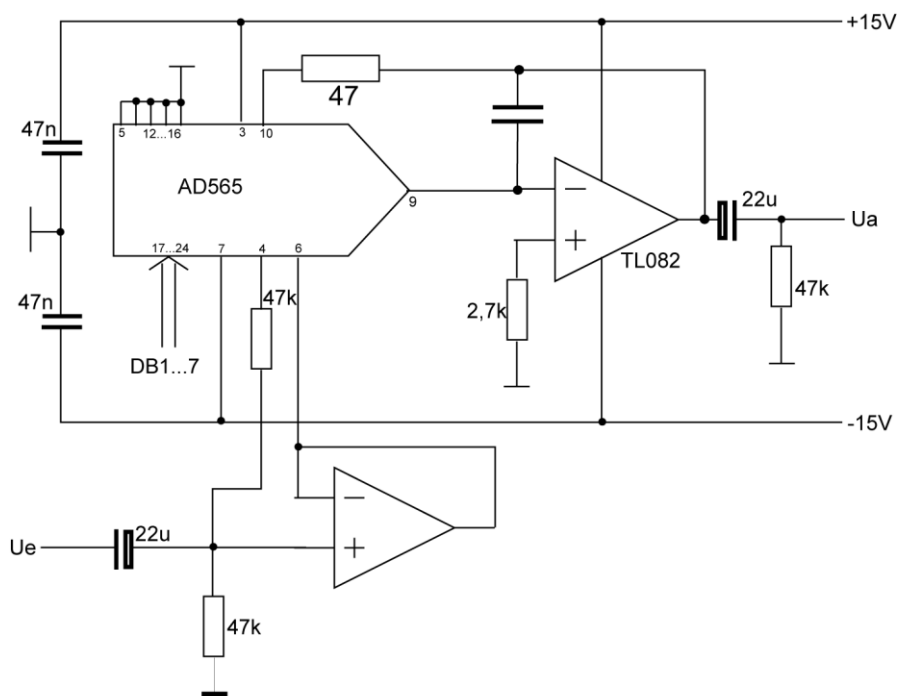


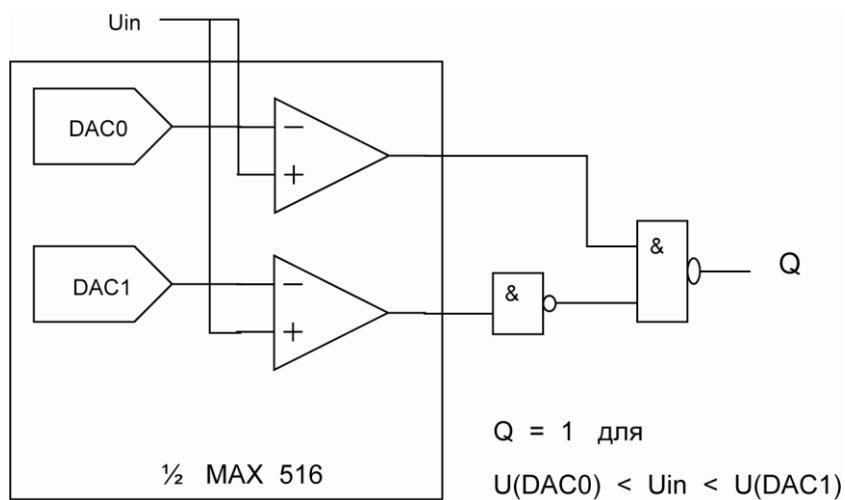
Рис. 10.11. Цифровой аттенюатор [10.1]

Это применение ЦАП интересно, прежде всего, для схем генераторов, т. к. может выполняться точная регулировка амплитуды выходного сигнала.

### 10.7.3. Цифровой регулируемый компаратор

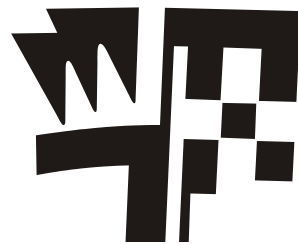
Особая разновидность микросхем ЦАП — компараторы с регулируемым пороговым значением. В этих микросхемах выход преобразователя непосредственно соединен с входом компаратора.

С такой конструкцией можно очень просто сформировать регулируемые строб-дискриминаторы, которые используются, например, в пробниках с регулируемым пороговым напряжением.



**Рис. 10.12.** Строб-дискриминатор с цифровой установкой порогов [10.2]

В схеме, изображенной на рис. 10.12, при помощи двух ЦАП устанавливаются верхний и нижний пороги. Выход  $Q$  активен, если входной сигнал находится в диапазоне, определенном пороговыми напряжениями.



## Глава 11

# Системы автоматического регулирования

Одна из самых распространенных задач в измерительной технике — управление и регулирование. Эта задача встречается при автоматическом измерении, обработке результата измерения и управлении исполнительными механизмами.

Далее приведен небольшой обзор проблем систем автоматического управления и рассмотрены различные практические варианты регулирования на простых примерах. Описанные здесь учебные задания отражают лишь малую часть этой сложной области. Вы приобретете дополнительный опыт, используя симулятор для самостоятельных экспериментов.

## 11.1. Общие положения

При регулировании (в отличие от управления) очень важно отслеживать текущее состояние изменяемой величины. Программные средства позволяют проверять "результат" вашей деятельности и выполнять коррекцию, отменяя действие соответствующим образом. Возможен также учет и обработка помех, что повышает стабильность системы. На рис. 11.1 приведена схема контура регулирования.

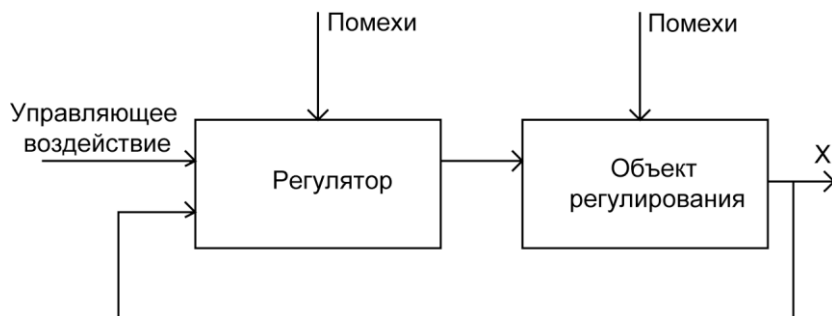


Рис. 11.1. Схема контура регулирования

Для лучшего понимания материала сначала приведем несколько терминов.

- Регулятор — электронный модуль, который проводит обработку поступающих данных и в результате осуществляет соответствующее действие.
- Объект регулирования — содержит регулируемую величину, на которую оказывают влияние регулятор и помехи.
- Регулируемый параметр ( $X$  или выходная величина) — получает качественное или количественное значение и передается регулятору для обработки.
- Заданное значение ( $F$  или входной параметр) — это предопределенное значение выходной величины для регулируемой величины. Задача регулятора заключается в приведении в соответствие регулируемой величины и заданного значения. При этом заданное значение может быть константой, функцией от времени или расчетным параметром из множества результатов измерения.
- Величина помех ( $S$ ) — на регулируемый объект и на сам регулятор могут влиять помехи. Они могут подразделяться на регулируемые и нерегулируемые помехи на выходе.
- Рассогласование ( $dX$ ) — разница между регулируемой величиной и заданным значением. Оно необходимо как основа для определения действий регулятора.
- Постоянное рассогласование — технические свойства регулятора позволяют достичь заданного значения только с определенной точностью. Существенными факторами являются вид регулятора и точность при измерении регулируемой величины.
- Функция регулирования — это связь между характеристикой выхода и входными значениями.
- Управляющий параметр — соответствует значению выхода регулирующего устройства и влияет на объект регулирования.

Далее рассмотрим две группы регуляторов: линейные (непрерывные) и импульсные (дискретные) регуляторы.

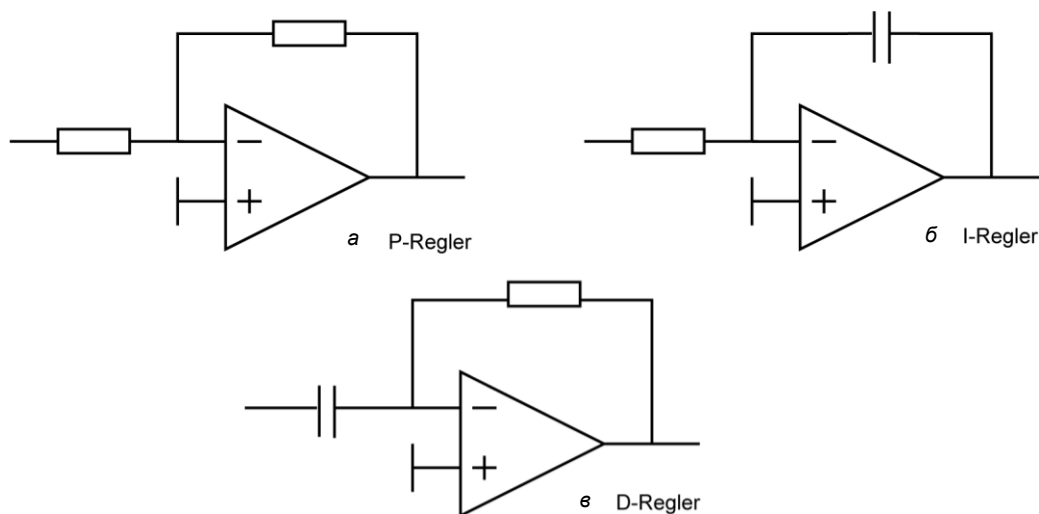
Линейные регуляторы здесь описаны очень кратко. Практически любую схему можно рассматривать как регулятор того или иного рода. Например, операционный усилитель с обратной связью также представляет собой пример регулятора.

Более интересны импульсные регуляторы, т. к. все микропроцессорные системы управления (работающие дискретно во времени) принадлежат к этому классу.

### 11.1.1. Непрерывные линейные регуляторы

Существует три типа непрерывных линейных регуляторов (рис. 11.2): пропорциональный регулятор (Р-регулятор), интегральный регулятор (I-регулятор) и дифференциальный регулятор (D-регулятор).

Р-регулятор соответствует усилителю (рис. 11.2, а), который увеличивает рассогласование пропорционально и воздействует на регулируемый объект. Усилитель может быть также инвертирующим. У таких регуляторов всегда существует постоянное рассогласование, которое определяется усилением.

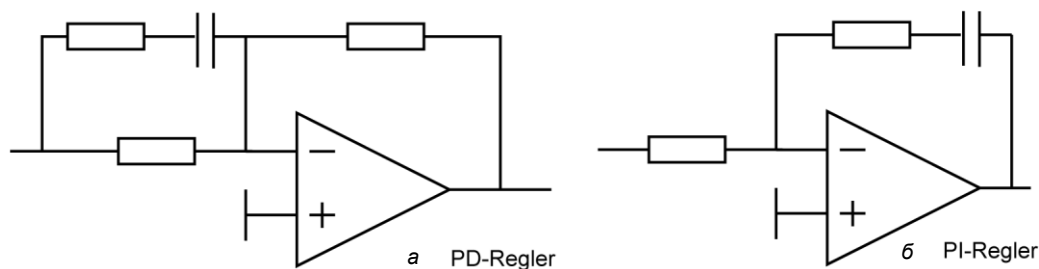


**Рис. 11.2.** Принципиальные схемы регуляторов:  
 а — P-регулятор; б — I-регулятор; в — D-регулятор

I-регулятор "суммирует" рассогласование (рис. 11.2, б), вследствие чего при неизменном рассогласовании воздействие на регулируемый объект увеличивается. Подобный регулятор позволяет достичь нулевого рассогласования, поскольку при этом сигнал на выходе не изменяется.

D-регулятор выделяет изменение регулируемой величины (рис. 11.2, в). Он особенно быстро реагирует на помехи. Так как D-регулятор не реагирует на статические состояния, то его всегда комбинируют с регуляторами других типов.

В чистом виде рассмотренные регуляторы встречаются редко. На практике большинство комбинаций состоит из вариантов PD-, PI- или PID-регуляторов (рис. 11.3).



**Рис. 11.3.** Принципиальные схемы комбинированных регуляторов:  
 а — PD-регулятор; б — PI-регулятор

Непрерывные линейные регуляторы можно формировать только как аналоговые схемы. Поэтому здесь возникает проблема устойчивости контуров регулирования. Нестабильность может появиться, прежде всего, при больших помехах или резких

изменениях заданного значения. Плохая временная характеристика регулируемого объекта также может привести к возбуждению системы.

Проблема устойчивости присуща и дискретным регуляторам, но здесь есть возможность анализа значений входных величин и ограничение реакций благодаря вычислительной технике.

### 11.1.2. Дискретные регуляторы

К дискретным регуляторам относятся те, которые обрабатывают функцию регулирования за дискретное время (например, на основе процессора) и которые могут реагировать на дискретные значения рассогласования.

Самый простой пример такого устройства (так называемого двухпозиционного регулятора) — это регулирование температуры в электрическом водонагревателе. Регулятор имеет два состояния: отрицательного (слишком холодно) или положительного рассогласования (слишком тепло) и, в зависимости от этого, включает (отключает) нагрев.

Если необходим нагрев с разными степенями мощности, то применяют многопозиционный регулятор. С его помощью теплопроизводительность (мощность нагревателя) меняется с учетом имеющейся разницы заданного и истинного значений, например по четырем ступеням (0, 500, 1000 и 2000 Вт). За счет этого можно быстрее достичь цели и точнее поддерживать нужную температуру.

Число ступеней можно значительно увеличить с помощью АЦП и ЦАП. В этом случае говорят о квазианалоговом регулировании, свойства которого близки к чисто аналоговому, несмотря на реагирование только в дискретные моменты времени. Однако из-за дискретности временной характеристики всегда будет иметься рассогласование, которое определяется разрешением преобразователя и временным соотношением между процессом и скоростью реакции.

## 11.2. Пример системы регулирования

Рассмотрим регулятор для отопления помещения. Вы увидите уже на этом простом примере, что даже при хороших характеристиках регулирования имеются некоторые трудности при определении параметров. Помещение для наших экспериментов создадим в симуляторе (рис. 11.4).

Упрощенная модель помещения — это интегрирующий сумматор, в котором, как ясно из названия, тепловой поток суммируется и интегрируется. В примерах рассматриваются тепловые потоки от стены, из открытой двери, через открытое окно и от нагревателя. Величина потоков определяется разницей температуры и теплопроводностью. Вычисление потоков и результирующей температуры можно сравнить с законом Ома и электрическими величинами.

При этом помещение можно представить как конденсатор, температуру как напряжение, тепловой поток сравнить с электрическим током, а стену, окно или дверь — с резистором. Параметры регулируемого объекта проще объяснить указанной аналогией между термодинамикой и электричеством.

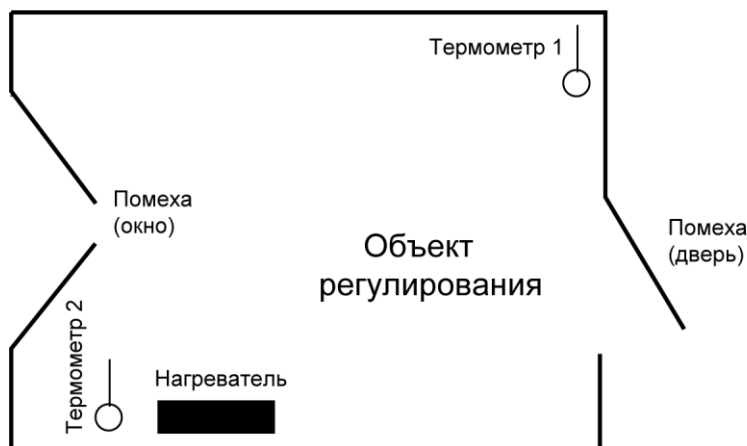


Рис. 11.4. Помещение для экспериментов с регулированием

Параметр *Усиление* (электрическая проводимость) влияет на действие разницы температур между помещением и наружной или внутренней температурой. Параметр *Постоянная времени* (емкость конденсатора) определяет скорость нагрева помещения при постоянном тепловом потоке. Параметр *Задержка* не имеет электрической аналогии и характеризует время запаздывания. Процесс теплопередачи инерционен, поэтому сразу после включения нагревателя термометр не зафиксирует никакого изменения температуры.

Сначала мы используем первую точку измерения (ТМ1). Открытие двери и окна представляет собой помеху. Помещение имеет временную характеристику, т. е. его нужно обогревать довольно долго до тех пор, пока не произойдет повышение температуры, а отопительный прибор после выключения еще отдает свое остаточное тепло. Действует также закон естественного снижения температуры. Для наших экспериментов зададим летнюю комнатную температуру 30 °С.

После описанных предварительных замечаний сформулируем теперь первую задачу. Мы прокомментируем ее несколько более подробно, т. к. полученная программа послужит для всех последующих исследований.

### Задание 11.1

Включите нагреватели разной мощности (0, 500 и 1000 Вт) и наблюдайте изменение температуры в помещении.

## Рекомендации по выполнению задания

В моделируемой программе нужно выбрать процессор и регулируемый объект, который конфигурируется, как указано ниже:

|                                             |        |
|---------------------------------------------|--------|
| Термометр 1                                 | Port A |
| Нагрев                                      | Port C |
| Наружная температура                        | 10     |
| Внутренняя температура (начальное значение) | 25     |
| Термометр 1, постоянная времени             | 1 000  |
| Усиление, дверь                             | 100    |
| Усиление, окно                              | 100    |
| Усиление, стена                             | 30     |

Шаг изменения мощности нагревателя равен 10 Вт. Можно задать также значения 0, 50 и 100 Вт. Дополнительно можно манипулировать окном и дверью, здесь также интересно получить температурные зависимости.

### Анализ результатов

Постройте температурные зависимости и объясните их характер.

## 11.2.1. Двухпозиционный регулятор

После исследования характеристик нашего регулируемого объекта требуется стабилизировать комнатную температуру при помощи простого двухпозиционного регулятора.

### Задание 11.2

Задайте температуру в помещении равной 25 °С. Поддерживайте эту температуру, включая и отключая нагреватель. Проведите несколько серий опытов с нагревателями мощностью 1000 и 2000 Вт.

## Рекомендации по выполнению задания

Используйте установки регулируемого объекта из задания 11.1.

На каждом шаге программы моделирования происходит анализ данных температуры и выдается решение, выключить обогреватель или нет. Здесь также можно дополнительно экспериментировать с окном и дверью.

### Анализ результатов

Оцените характеристику регулирования и пригодность этого метода.

Вы убедились, что при двухпозиционном регулировании происходит значительное колебание комнатной температуры. Причина кроется в тепловой инертности по-

мещения. Необходимо дозировать теплопроизводительность более точно. Попробуем это сделать с помощью многопозиционного регулятора.

## 11.2.2. Многопозиционный регулятор

Многопозиционный регулятор отличается многоступенчатым заданием регулируемой величины и регулируемого параметра. Для нашего экспериментального помещения выберем нагреватель с 500-ваттными ступенями. Регистрация температуры происходит через 5 °С.

### Задание 11.3

Настройте комнатную температуру на 25 °С. Для этого можно менять мощность нагревателя ступенями по 320 Вт (от 0 до 2500 Вт).

### Рекомендации по выполнению задания

В каждом цикле программы происходит анализ данных температуры и выдается решение, с какой мощностью продолжать работу.

#### Анализ результатов

Оцените характеристику регулирования и пригодность данного метода. В этом простом варианте мощность нагревателя можно задавать исходя из разницы температур.

### Задание 11.4

Повторите серию опытов со ступенью 80 Вт. Какие различия получаются по сравнению с заданием 11.3?

### Рекомендации по выполнению задания

Здесь нельзя определять мощность нагревателя по разнице температур, поскольку получаются слишком маленькие значения. Для расчета требуется, по меньшей мере, полная мощность.

## 11.2.3. Непрерывное регулирование

Для дальнейшего повышения стабильности комнатной температуры мы хотим испытать регулирование по принципу непрерывного управления. При этом мощность нагревателя плавно повышается или понижается в зависимости от температуры. Наименьшая мощность ступени, имеющаяся в нашем распоряжении, составляет 10 Вт.

### Задание 11.5

Напишите программу непрерывного управления нагревом. При этом комнатная температура должна поддерживаться равной 25 °С. Какая мощность нагревателя требуется для этого? Определите ее также для открытой двери и или открытого окна. Измените постоянную времени помещения и посмотрите на результат регулирования.

Процесс непрерывного регулирования медленно реагирует на помехи (например, открытие окна). Чтобы улучшить реакцию на помехи, мощность нагревателя меняют с учетом разницы температур.

### **Задание 11.6**

Измените алгоритм регулирования так, чтобы мощность нагревателя изменялась с учетом рассогласования. Как это сказалось на характеристике регулирования при воздействии помех?

## **11.2.4. Влияние временной характеристики объекта регулирования**

Один из способов улучшения временной характеристики — выбор другой точки съема измерений. Если расположить ее ближе к нагревателю, то возрастет скорость реакции системы на изменения температуры. Исследуем влияние этого мероприятия в следующем задании.

### **Задание 11.7**

Получите характеристику регулируемого объекта при изменении точки съема измерений и временной характеристики помещения. За основу возьмите программу задания 11.6.

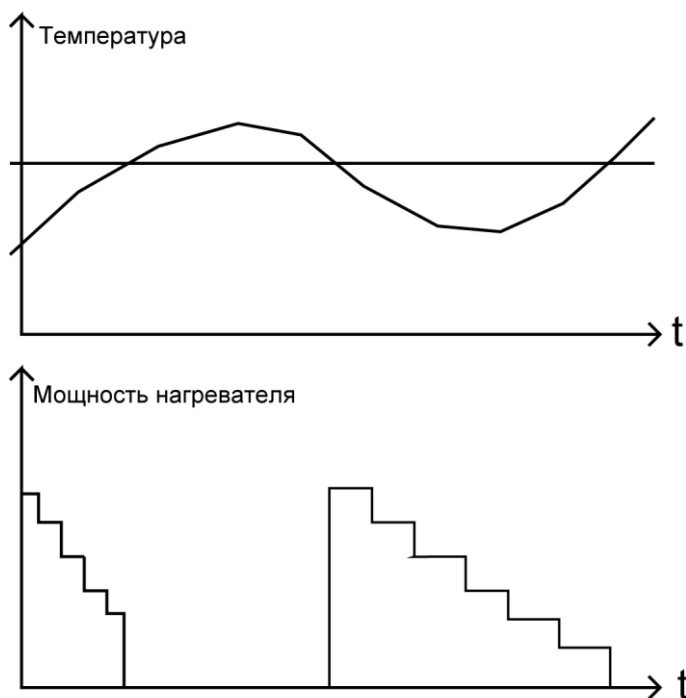
### **Рекомендации по выполнению задания**

В качестве второй точки съема измерений установите еще один термометр. На характеристику помещения влияют через постоянную времени. Чем больше будет это значение, тем медленнее реагирует регулируемый объект.

Другая возможность заключается в регулировании нагрева, функция которого противодействует параметрам помещения. Если температура опустилась ниже заданного значения, то она будет продолжать снижаться еще некоторое время, даже если нагрев уже включен. При превышении заданной температуры нагрев будет продолжаться еще некоторое время после отключения нагревателя, так что получится отклонение от установленного значения. Если при включении нагрев начинается сразу с большой мощности и уменьшается от шага к шагу, то характеристика регулирования будет лучше. При этом функция регулирования учитывает первую производную.

### **Задание 11.8**

Испробуйте регулирование со снижающейся ступенчатой мощностью нагревателя. Проведите эксперимент по оптимизации алгоритма. На рис. 11.5 показан приближенный характер процесса. Используйте в качестве основы программу задания 11.6.



**Рис. 11.5.** Изменение температуры при ступенчатом регулировании мощности нагревателя

В последнем эксперименте протестируем интегральный регулятор. При этом разность температур заданного и истинного значения складывается (с учетом знака) с мощностью нагревателя.

### Задание 11.9

Исследуйте нагрев с интегральным регулированием мощности. Оптимизируйте алгоритм для разных свойств помещения. (Программа задания 11.6 уже реализует эту функцию.)

### Рекомендации по выполнению задания

Трудность, которая встречается здесь, заключается в том, что помещение также обладает интегральной характеристикой.

В результате температура будет колебаться из-за помех и приближаться к требуемой величине только после нескольких превышений и понижений. При неблагоприятном задании параметров могут возникнуть постоянные колебания около заданной температуры. Устранить указанный недостаток способен дополнительный D-регулятор.

Вы познакомились с некоторыми алгоритмами регулирования. Область практического применения регуляторов (особенно цифровых) существенно обширнее и выходит за рамки нашей книги. При желании вы можете самостоятельно поэкспериментировать с рассмотренной программой-симулятором.

## **11.3. Рекомендации по выполнению заданий к главе**

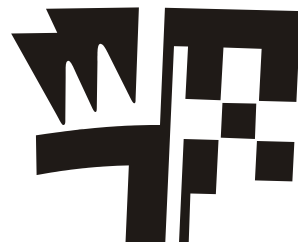
Для экспериментов с регулированием отсутствуют точные решения, так что здесь можно дать только общие указания.

Не используйте для экспериментов (по меньшей мере, поначалу) отрицательные температуры. Симулятор может обрабатывать их, однако выводит в дополнительном двоичном коде. Вам придется модифицировать программы с учетом такого представления чисел.

Некоторые примеры программ есть на прилагаемом компакт-диске. Для регуляторов с просчитанной временной характеристикой предлагается достаточно возможностей для оптимизации.

Путем указания свойств можно влиять на помещение в широком диапазоне. Разумеется, при экспериментировании может случиться так, что желаемая температура при имеющейся в распоряжении мощности нагревателя окажется недостижимой или, наоборот, комната превратится в сауну.

Наружная температура всегда должна быть ниже заданной температуры, т. к. охлаждение в симуляторе не предусмотрено. Если наружная температура окажется выше внутренней, то температура в помещении повысится до наружной (за счет тепла от стены) без всякого дополнительного нагрева и регулирование станет невозможным.



## Глава 12

# Отображение результатов измерения на дисплее

В процессе решения измерительных задач можно выводить полученные данные на имеющийся в наличии дисплей. При сегодняшнем уровне развития техники это может быть не обязательно монитор персонального компьютера, т. к. современные жидкокристаллические и светодиодные дисплеи не уступают ему в возможностях отображения и представления информации. Но это влечет за собой не только преимущества, но и некоторый риск. Далее будут рассмотрены возможности вывода информации на дисплей.

### 12.1. Несколько основных идей

Самая простая форма вывода информации на дисплей — цифровое представление результатов. Но пользователь хуже воспринимает цифровой вывод информации, чем график. Глядя на колонки результатов измерений, можно только при большом опыте и внимании достоверно установить взаимозависимости и усредненные значения. Но подобная задача часто встречается в измерительной технике. Преимущество числового представления данных состоит в том, что результат можно отобразить с требуемой точностью.

Представление результатов измерения в виде функций, диаграмм или визуальных индикаторов аналоговых измерительных приборов существенно повышает наглядность отображаемых данных для наблюдателя. Можно сразу оценить усредненное значение и составить пропорции, причем точная величина чаще всего поначалу не нужна. Проблема при графическом выводе данных — ограниченное разрешение маленьких дисплеев. Если требуется отобразить несколько графиков (или шкал приборов), то рабочий диапазон пикселей для каждого прибора будет очень малым. Дисплей в 100 или 200 элементов — это почти уже предел. При таком разрешении нет уверенности, что вы сможете воспроизводить измерения с точностью до одного пикселя (0,3 мм).

Не следует также забывать, что при выводе информации цвет является преимуществом. Цветом можно выделять состояния или подсвечивать важные значения. В любом случае цветовое оформление будет очень полезным.

При выводе информации на экран снова и снова бросается в глаза одна проблема: перегруженность содержания изображения. Программы, ориентированные на окна, могут быть выгодны, но если экран напоминает захламленный письменный стол, то информационная ценность представленных результатов измерения теряется.

Приведем несколько полезных советов по оформлению:

- Не делайте отображение информации (цифр или графиков) слишком мелким. Ведь результат нужно быстро оценить и достоверно понять. При этом необходимо обращать внимание на число пикселей и диагональ дисплея. Совершенно очевидно, что на 19-дюймовом мониторе можно отобразить больше информации, чем на 3-дюймовом дисплее измерительного прибора.
- Представляйте полученные значения содержательно. Ограничьтесь при этом только самыми необходимыми. Дополнительные сведения, по возможности, лучше переносить на другую экранную страницу. Можно реализовать вызов новой страницы (или подсказки) с помощью функциональной клавиши или кнопки мыши.
- Нормируйте выводимые величины так, чтобы получались рациональные визуальные пропорции.
- Используйте цвет для повышения информативности. Но не перегружайте изображение многочисленными цветными деталями. Цветом должны выделяться всегда (или время от времени) только наиболее важные значения или состояния.

## 12.2. Алфавитно-цифровое представление

При использовании очень маленьких дисплеев часто ограничиваются выводом чисел и текстов. Для этого созданы стандартные форматы (например, вывод в 2 строки по 16 символов), которых также достаточно для простых устройств. Однако представление более сложных данных невозможно.

На рис. 12.1 показан жидкокристаллический дисплей (DOGM-модуль по данным [12.1]), который обеспечивает отображение в различном формате. Кроме алфавитно-цифровых к этому семейству относятся также графические дисплеи. Набор символов охватывает немецкий алфавит, а также ряд специальных символов и особых знаков из других языков. Последние восемь символов в наборе пользователь может задавать сам, так что в ограниченных пределах могут применяться также собственные символы.

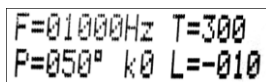


Рис. 12.1. Пример жидкокристаллического дисплея переносного прибора

## 12.3. Графическое представление

Графический вывод результатов измерения хотя и возможен, но требует значительных программных ресурсов. В большинстве языков программирования предлагаются те или иные базовые элементы для графического вывода данных исходя из мощности языка.

На графических дисплеях можно очень быстро выводить функции. Программирование на языке ассемблера координатной графики не настолько сложно, как часто думают, и скорость вывода здесь очень высока.

На рынке имеется множество разнообразных графических дисплеев. Существуют также дисплеи с сенсорным экраном, которые образуют единый модуль ввода-вывода. Программное обеспечение драйвера в дисплеях реализует коммуникацию уже на более высоком уровне, чем переключение линии или пиксела. Тексты передаются с указанием координат расположения. Интерпретация кнопок представляет собой сложный набор данных, содержащий размеры, позицию, внешний вид и внутренний текст. Управление осуществляется через последовательный интерфейс.

На рис. 12.2 в качестве примера показан дисплей KIT240-7 размером 240×128 пикселей [12.2]. Чтобы проиллюстрировать способ программирования, на компакт-диске, приложенном к книге, записан короткий фрагмент программы.

Издержки при графическом программировании особенно заметны, если сначала разрабатывают несколько измерительных аппаратных средств, а затем хотят отобразить поступающую от них информацию на общем дисплее. Примененный здесь дисплей может выводить около 16 строк по 32 символа в каждой. Можно свободно позиционировать этот текст. Интерфейс включает в себя сенсорный экран из 6 строк по 10 кнопок. Если повторяющиеся компоненты, например цифровая клавиатура, позиционируются всегда на одном и том же месте, можно достичь компактной структуры программы. Однако коммуникацию с контроллером тоже нельзя недооценивать. Общая система, из которой приведен показанный фрагмент, выдает более 14 изображений меню и занимает добрые 66 Кбайт на микроконтроллере ATmega128.

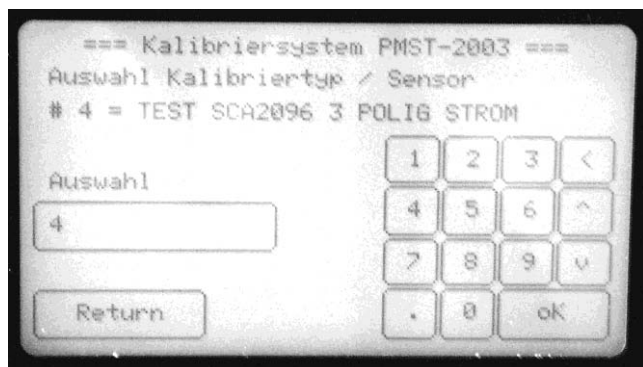
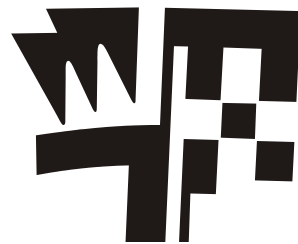


Рис. 12.2. Внешний вид сенсорного жидкокристаллического дисплея



## Глава 13

# Индикация состояния и результатов измерения

Часто при применении микроконтроллеров в измерительной технике для вывода информации в распоряжении нет вообще никакого дисплея. Иногда использование дисплея, исходя из затрат, нецелесообразно. В подобных случаях для индикации результата измерения необходимы дополнительные аппаратные средства.

Сегодня возможности разнообразны и простираются от светодиода до сложного дисплея с растровой графикой. Затраты тоже различны. Нужно заботиться не только о форме вывода информации, но и о способе подключения к процессору. Здесь много вариантов оптимизации ресурсов между аппаратными средствами и программным обеспечением, т. к. аппаратно-реализуемые функции могут переноситься соответствующей управляющей программой в процессор.

В этой главе будет рассмотрено несколько примеров управления выводимыми данными.

### 13.1. Вывод информации при помощи светодиодов

Применение светодиодов на первый взгляд кажется тривиальным, однако они способны на большее, чем только включаться и выключаться. Благодаря разнообразным конструкциям с помощью светодиодов можно реализовать очень интересные формы отображения, которые мы далее рассмотрим.

#### 13.1.1. Работа с отдельными светодиодами

Обычными светодиодами легко управлять. Стандартные светодиоды эксплуатируются с токами около 10 мА. Яркость сильно зависит от тока, протекающего через прибор. Светодиод можно подключить к обычному выходу логического элемента. Для энергосберегающих схем или для работы с КМОП-схемами предлагаются слаботочные светодиоды, рабочий ток которых не превышает 1 мА [13.1]. Для индикации и подсветки (например, жидкокристаллического дисплея) доступны также крупногабаритные и мигающие светодиоды, которые работают с большими токами. Интересных эффектов можно достичь с многоцветными светодиодами (рис. 13.1, б).

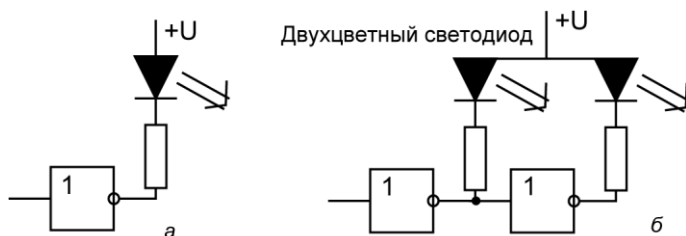


Рис. 13.1. Управление светодиодами

Параметры резистора определяют исходя из разности напряжения питания и прямого напряжения диода, а также с учетом протекающего тока. Для красных светодиодов прямое напряжение составляет около 1,7 В, для желтых — 2,2 В, для зеленых — 2,4 В и для синих — 3 В. Для поочередной коммутации светодиоды можно присоединять также последовательно к подключенным инверторам. При включении двухцветных светодиодов можно получить разные цвета. Однако управлять смешиванием цвета нельзя.

В схеме, показанной на рис. 13.2, прямые напряжения на светодиодах различны. Если выход логического элемента заблокирован, то светится зеленый светодиод. При появлении низкого логического уровня будет светиться красный светодиод, напряжение на общем аноде понизится приблизительно на 1,7 В, вследствие чего зеленый светодиод погаснет. При желании использовать одинаковые светодиоды в этой схеме нужно включить обычный диод последовательно со светодиодом, вследствие чего достигается смещение прямого напряжения приблизительно на 0,7 В.

При помощи мини-ЦАП можно влиять также на яркость светодиодов (рис. 13.3). Разрядность более двух не нужна, т. к. визуально слишком маленькие градации яркости будут неразличимы.

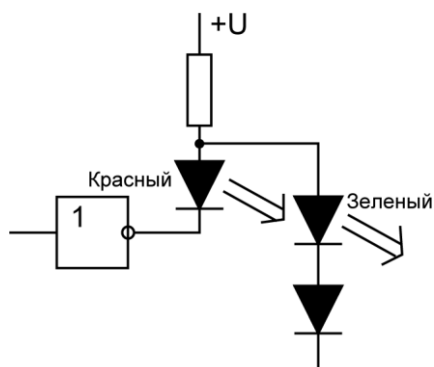


Рис. 13.2. Схема переключения светодиодов

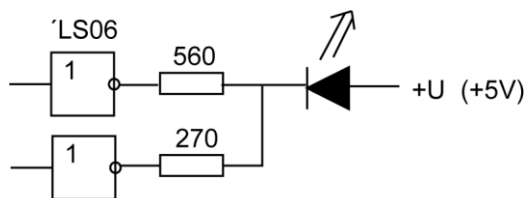


Рис. 13.3. Регулировка яркости

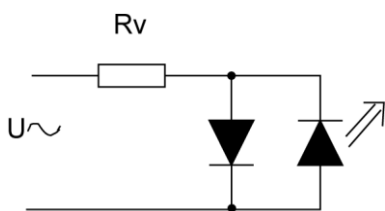
При работе светодиодов от переменного напряжения имеется проблема в незначительном обратном смещении светодиодов. Поэтому нужно ограничивать обратное смещение до 1 В с помощью встречно включенного диода (рис. 13.4). Допустимые обратные напряжения светодиодов находятся в диапазоне от 3 до 5 В.

Далее представлены еще три хорошо известные схемы включения светодиодов. Они иллюстрируют работу при большом диапазоне напряжения питания и при напряжении ниже прямого напряжения.

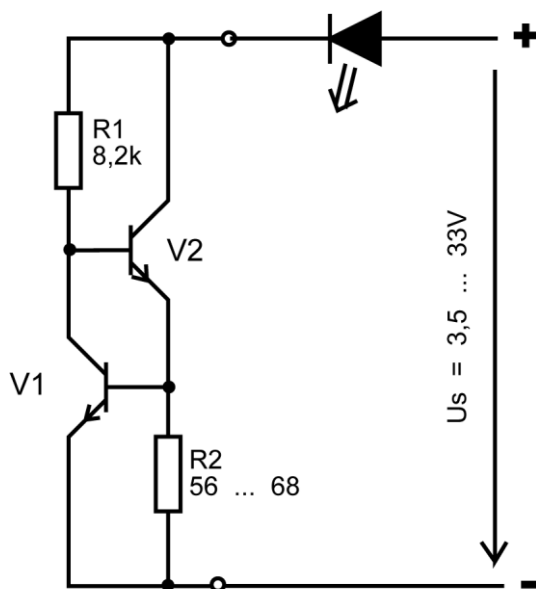
При большом диапазоне напряжения питания включение светодиода с добавочным резистором невозможно, т. к. ток через светодиод слишком сильно меняется. Для таких случаев подойдет источник тока.

Максимальное напряжение схемы на рис. 13.5 определяется, прежде всего, допустимой рассеиваемой мощностью транзистора V2. Нижняя граница напряжения находится в диапазоне примерно от 3,5 до 4 В, в зависимости от выбранного типа светодиода.

В схеме, изображенной на рис. 13.6, два транзистора образуют триггер, работающий как тиристор. Конденсатор медленно заряжается. Если напряжение превысит потенциал базы V2, то триггер "срабатывает" и конденсатор разряжается через резистор R2 и светодиод, что влечет за собой короткую световую вспышку. Подстроечный резистор R1 регулирует время паузы, R2 — время свечения.



**Рис. 13.4.** Работа светодиодов при переменном напряжении



**Рис. 13.5.** Применение светодиода при большом диапазоне напряжения [13.2]



открыт транзистор Т1, то конденсатор С заряжается через диод V2. Когда открыт транзистор Т2, конденсатор подключен к напряжению  $U_s$  и разряжается через светодиод. Резистор R1 служит для ограничения тока. В качестве V2 следует выбрать диод с малым прямым напряжением, например, германиевый или диод Шотки. При напряжении  $U_s = 1,5$  В, резисторе  $R1 = 10$  Ом и конденсаторе 470 мкФ получаются световые вспышки с длительностью приблизительно 0,5 с.

### 13.1.2. Варианты расположения светодиодов

Встречаются две формы расположения светодиодов: линейная и матричная. Оба варианта можно составить из компонентов, доступных в виде готовых модулей (например, по данным [31.1], [13.3], [13.4]).

В линейных индикаторах один из электродов (катод или анод) может быть объединен. У светодиодных индикаторов в DIL-корпусе все выводы диодов выполнены отдельно (рис. 13.8).

Рассмотренные модули часто имеют уже определенную для линейных индикаторов внешнюю форму. Возможны два вида индикации: линейчатая (полосовая) и точечная. Линейчатые индикаторы применяются, прежде всего, в измерительных приборах, точечные — в цифровых шкалах.

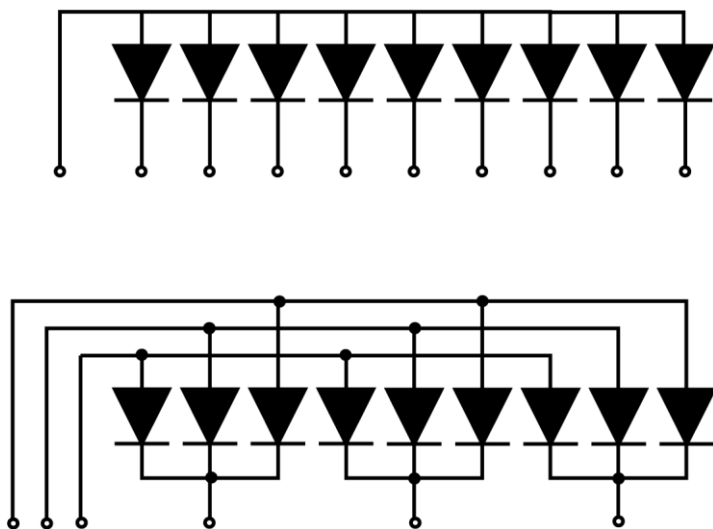
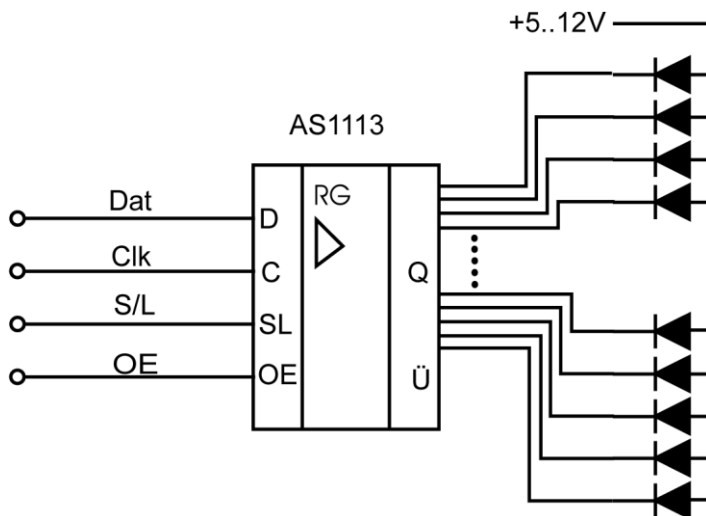


Рис. 13.8. Цоколевка светодиодных линеек

Управление от микропроцессора может осуществляться параллельно или мультиплексно. Для простого управления параллельными линейчатыми индикаторами предназначена микросхема AS1113 [13.9], которая имеет 16 выходов (рис. 13.9). Так как эти микросхемы допускают последовательное соединение, то можно управлять, в принципе, сколько угодно длинными светящимися полосами.



**Рис. 13.9.** Управление светящейся полосой при помощи микросхемы AS1113

Благодаря возможности работы с высоким напряжением питания светодиода эта микросхема подходит также для управления крупногабаритными индикаторами. Они состоят из нескольких последовательно включенных светодиодов, вследствие чего общее прямое напряжение возрастает и 5 В для работы не хватает.

Светодиоды располагают также в виде матрицы. При этом управление всегда осуществляется с мультиплексированием во времени. Светящиеся поверхности могут быть круглыми или квадратными. Существуют, например, панели с диаметром точки от 2 до 5 мм и размером до 16×16 точек [13.4]. Управление светодиодами с такой конфигурацией описывается в следующем разделе.

### Задание 13.1

С помощью симулятора создайте линейку из 16 светодиодов и управляйте ими как точечным индикатором.

### Рекомендации по выполнению задания

Используйте имеющиеся в распоряжении группы светодиодов.

### Задание 13.2

С помощью симулятора создайте линейку из 16 светодиодов и управляйте ими как полосовым индикатором.

## 13.2. Метод временного мультиплексирования

Выпускаются также разнообразные интегральные цифровые светодиодные индикаторы. Светодиоды в них обычно организованы в виде матрицы, вследствие чего сокращается число выводов, но требуется комбинированное управление отдельными группами светодиодов.

Мультиплексное управление основано на инерционности восприятия. Так как светодиоды переключаются достаточно быстро, то при соответствующей частоте выключенные приборы не воспринимаются глазом. Глаз воспринимает информацию целиком, и мы ощущаем только некоторое уменьшение яркости. Если использовать это обстоятельство целенаправленно, то достаточно управлять индикатором только в течение короткого времени. В остальное время может происходить подключение других узлов.

На рис. 13.10 показан принцип управления временного мультиплексирования для четырех светодиодов. В первой фазе диод 0 соединяется с выходом 0 регистра. В следующей фазе диод 1 соединяется с выходом 1 и т. д. Цикл начинается с пятой фазы. Необходимо поочередно соединять соответствующие диоды с информационными выходами. Переключение осуществляется электронными ключами и с несколькими диодами параллельно.

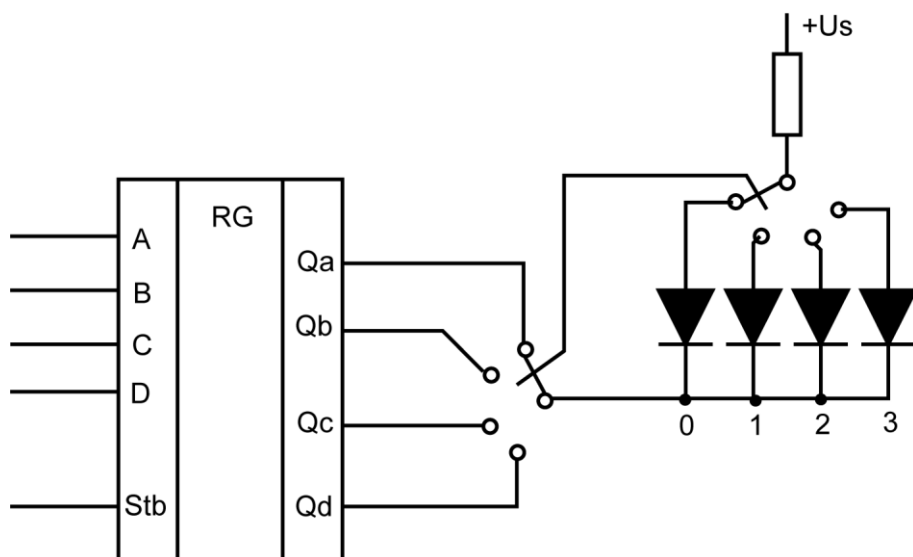


Рис. 13.10. Принцип мультиплексного управления

В схеме на рис. 13.11 отдельные разряды индикатора обслуживаются по очереди. Если в результате мультиплексирования яркость заметно снижается, то нужно повысить ток через диод, т. е. выбрать более мощные транзисторы. Драйверы сегмента принимают только ток сегмента (от 20 до 40 мА), поэтому здесь достаточно микросхемы шинного

формирователя. При остановке "переключателя" через диод течет недопустимо высокий ток и индикатор приходит в негодность. Поэтому в больших индикаторах процесс мультиплексирования контролируют с помощью перезапускаемого одновибратора, который блокирует индикатор при потере тактового сигнала.

### Задание 13.3

С помощью симулятора создайте трехзначный семисегментный индикатор.

### Рекомендации по выполнению задания

Выберите в симуляторе в меню **LEDs** три семисегментных индикатора и соедините все сегменты с одним и тем же портом. Контакты Common назначьте соответственно одному выводу порта. В качестве выводимого значения можно использовать текущие показания счетчика.

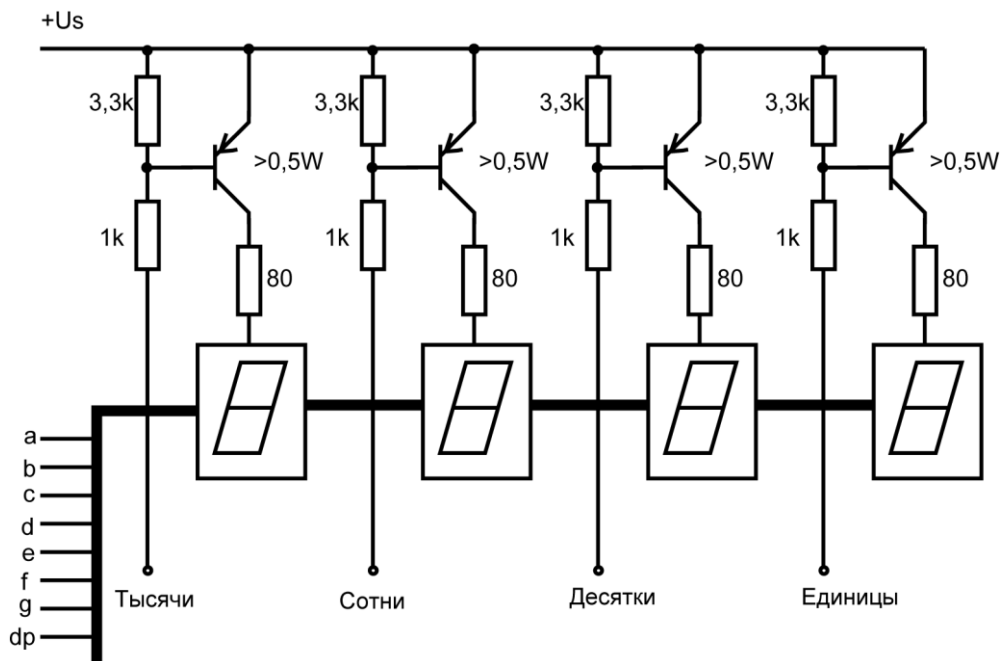


Рис. 13.11. Схема четырехзначного индикатора

Для исследования инерционности восприятия показаний индикатора предусмотрен параметр оптической задержки. Он устанавливается обычно на 100 тактов процессора и учитывается, когда время выключения индикатора после переключения мультиплексора превышено. До тех пор, пока программа работает достаточно быстро, такая ситуация не встречается. Можете проверить это, уменьшая время.

Проблемой при мультиплексном управлении в наших примерах является полная загрузка вычислительной мощности процессора. Кроме того, в программе примера

в задании 13.3 из-за выбранного метода преобразования чисел получается разная продолжительность времени для управления отдельными разрядами, что выражается в разной яркости. Имело бы смысл нагружать процессор только в течение коротких фаз коммутации и реализовать управление с постоянной тактовой частотой. Эту задачу решают с помощью прерывания от таймера, после чего в программе обработки происходит инициализация следующего разряда.

Для индикаторов с четырьмя разрядами прерывание подается в течение 5 мс, т. к. каждый разряд должен быть активен 50 раз в секунду, чтобы не было мерцаний. В программе прерывания нужно выводить только текущее содержимое регистра. Редактирование содержимого сегмента происходит тогда в "драйвере дисплея".

### **Задание 13.4**

Измените программу из задания 13.3 и реализуйте режим прерывания.

### **Рекомендации по выполнению задания**

Можно воспользоваться исходным кодом программы. Она осуществляет вывод в буфер данных, а не непосредственно в порт. Чтобы проследить выполнение прерывания, нужно работать в пошаговом режиме с клавишей <F11> (Step into).

Так как мы занялись в предыдущем разделе линейными индикаторами, то они присутствуют и здесь. При большом количестве каскадов требуется мультиплексное управление.

### **Задание 13.5**

Измените программу из задания 13.2 для управления 24 светодиодами и реализуйте мультиплексный режим.

### **Рекомендации по выполнению задания**

Решение заключается в объединении программ из заданий 13.2 и 13.4. Данные индикации переносятся здесь из ОЗУ в массив регистров, вследствие чего программа становится очень короткой. Таймер установлен на прерывание, например, в течение 100 тактов. На практике при тактовой частоте процессора 16 МГц прерывание произошло бы в течение 6,2 мкс. Однако в симуляторе это происходит намного дольше — до 5 мс. "Оптическая задержка" для индикаторов должна превышать 220, чтобы они не мерцали, т. к. теперь пауза между двумя активными состояниями составляет примерно 214 тактов. Чтобы проследить работу прерывания, нужно работать в пошаговом режиме с клавишей <F11> (Step into).

Управление матрицей точек отличается в большинстве случаев только бóльшим числом строк и столбцов. Так как расположение светодиодов не соответствует каким-либо определенным символам, то требуемый символ формируется программно или аппаратно. Это происходит при помощи знакогенератора, который активизирует пиксели нескольких строк и столбцов.

Такие светодиодные матрицы изготавливаются (по данным [13.3]) с размерами до  $16 \times 24$  точек. При этом столбцы частично заняты двухцветными светодиодами, вследствие чего каждая точка может светиться красным, зеленым или желтым цветом. Большие модули до  $24 \times 48$  точек уже снабжены схемой интерфейса, иначе число выводов слишком сильно увеличивается.

### 13.3. Применение жидкокристаллических дисплеев

Управление жидкокристаллическими индикаторами (ЖКИ) из-за особенностей технологии их изготовления осуществляется с помощью довольно сложных контроллеров. Поэтому схему управления ЖКИ самостоятельно разрабатывают только в редких случаях.

Дисплеи имеют либо встроенную схему управления, либо их подключают к внешнему контроллеру с простым интерфейсом. Для маленьких дисплеев (до 80 символов), которые применяются в измерительных приборах, часто используется контроллер HD44780. Рассмотрим возможности этого ЖКИ-контроллера несколько более подробно (по данным [13.6], [13.7]). Блок-схема контроллера приведена на рис. 13.12.

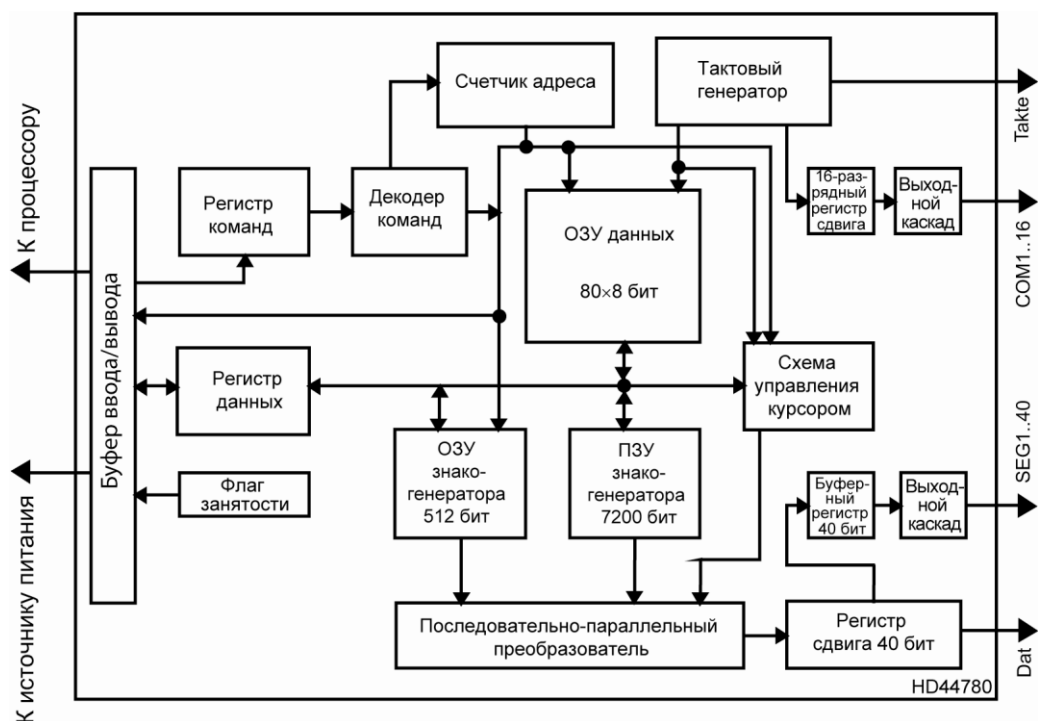


Рис. 13.12. Блок-схема контроллера HD44780

Контроллер HD44780 может подключаться через 8- или 4-разрядный параллельный интерфейс. Для программирования и обслуживания предусмотрено 11 команд, которые приведены в листинге 13.1.

### Листинг 13.1. Команды контроллера HD44780

```

Bit 7 6 5 4 3 2 1 0
Команды управления (RS=0, R/W=0)
1) 0 0 0 0 0 0 0 1 Очистка содержимого дисплея
2) 0 0 0 0 0 0 1 0 Курсор в начало строки текста
    и ОЗУ-указатель на Адрес 0, содержимое сохраняется
3) 0 0 0 0 0 1 x y Режим ввода данных
    x Курсор увеличивается (1) или
    уменьшается (0)
    y=0 Курсор перемещается, индикация неподвижна
    y=1 Курсор неподвижен, индикация перемещается
4) 0 0 0 0 1 x y z Дисплей вкл./выкл. (xyz=1 вкл.)
    x Дисплей
    y Курсор
    z Символ на курсоре мигает
5) 0 0 0 1 x y 0 0 Сдвиг курсора/отображения на 1 символ
    x 0-Курсор, 1-Отображение
    y 1-вправо, 0-влево
6) 0 0 1 x y z 0 0 Описание интерфейса
    x=0 4 бит
    x=1 8 бит
    y=0 1 Строка дисплея
    y=1 2 Строки дисплея
    z=0 Символы 5x7 точек
    z=1 Символы 5x10 точек
7) 0 1 x x x y u y Установка адресов генератора знаков
    xxx Код символов $00-$07
    ууу Адрес линий в пределах символа
    Следующий доступ к данным идет
    на RAM-генератор знаков (Запись или Чтение!)
8) 1 x x x x x x x Адрес ОЗУ-дисплея для следующего доступ к данным.
    (2-я строка начинается при 40$)
Команда состояния (RS=0, R/W =1-Чтение)
x y u y u y u y Состояние дисплея
    x=0 Чтение дисплея
    x=1 Дисплей занят
    у текущий адресный указатель ОЗУ-данных

```

|                              |                                                              |
|------------------------------|--------------------------------------------------------------|
| Операции над данными (RS =1) |                                                              |
| R/W=0                        | Чтение данных от генератора знаков<br>ОЗУ или от ОЗУ-дисплея |
| R/W=1                        | Запись данных в ОЗУ-генератор знаков<br>или ОЗУ-дисплея      |

При включении требуется инициализация контроллера. Только после ее окончания результат операции вывода информации может запрашиваться через флаг занятости. В листинге 13.2 приведена последовательность инициализации для 8-разрядного порта, определенная производителем [13.6].

**Листинг 13.2. Последовательность инициализации 8-разрядного порта**

Ожидание 20 мс после включения напряжения  
00110100 Описание интерфейса  
Ожидание 5 мс  
00110100 Описание интерфейса  
Ожидание 1 мс  
00110100 Описание интерфейса  
Ожидание 1 мс  
00110100 Описание интерфейса  
00001000 Дисплей отключен  
00000001 Удаление содержимого дисплея  
00000111 Курсор установлен, отображение перемещается при  
позиционировании курсора с командой 5)  
000011xx Отображение/курсор активизированы

При помощи команды очистки содержимого дисплея можно управлять выводом информации через сигнал занятости. Время выполнения для команд 1 и 2 составляет примерно 2 мс, для других команд требуется менее 50 мкс.

Цоколевка выводов алфавитно-цифровых дисплеев практически одинакова. По данным [13.6] сигналы на входе идентичны также с дисплеями других производителей. Дисплеи имеют одно- или двухрядные разъемы с 14–18 выводами (табл. 13.1).

**Таблица 13.1. Назначение контактов разъема дисплея**

| Контакт разъема |                                                         | Вывод HD44780 |
|-----------------|---------------------------------------------------------|---------------|
| 1               | Общий                                                   | 23            |
| 2               | +5 В                                                    | 33            |
| 3               | Контрастность (от 0 до +5 В)                            |               |
| 4               | RS (Команда=0, Данные=1)                                | 36            |
| 5               | R/W (Чтение=1, Запись=0)                                | 37            |
| 6               | Разрешение (Запись по спаду импульса 1–0; Чтение при 1) | 38            |
| 7...14          | Биты данных D0–D7                                       | 39...46       |

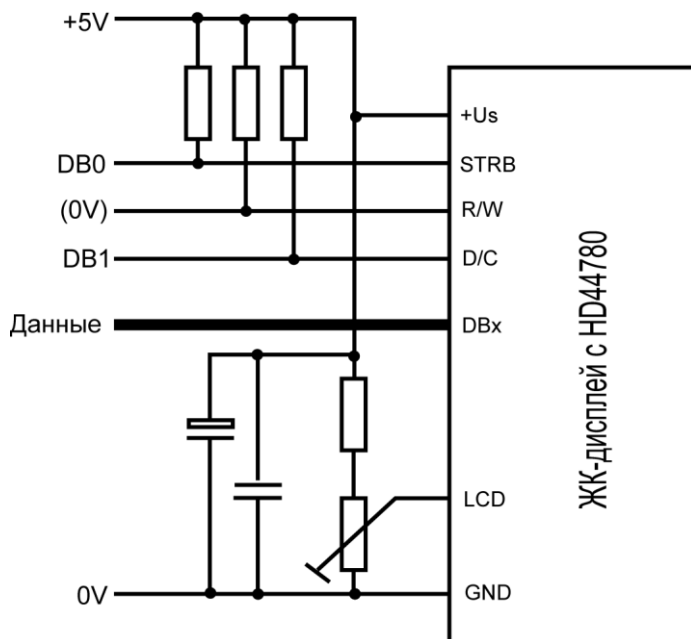


Рис. 13.13. Подключение ЖК-дисплея

Если дисплей содержит два контроллера HD44780, то выводы 15 и 16 предназначены для выбора контроллеров. Другой возможный сигнал на входе — это фоновая подсветка. При экспериментах с неизвестными индикаторами удостоверьтесь в корректности сигнала на входе.

## 13.4. Схемы для управления индикаторами

Рассмотрим два примера управления индикаторами. В большинстве устройств драйверы индикатора встраивают в соответствующую схему (например, в счетчики, часы, мультиметры и т. п.).

Первый пример — микросхема MAX7221 [10.2], которая может управлять восьми-значным светодиодным индикатором. Она имеет последовательный трехпроводный интерфейс и каскадируется через последовательный информационный выход (рис. 13.14).

После передачи каждых 16 битов опрашивается состояние разряда. При этом микросхема может подавать сигнал, имеющийся на входе инициализации, на сегменты или самостоятельно преобразовывать младшие 4 бита в десятичную цифру. Через управляющие регистры регулируется число активных разрядов и их яркость. Назначение битов отдельного регистра приведено в листинге 13.3.



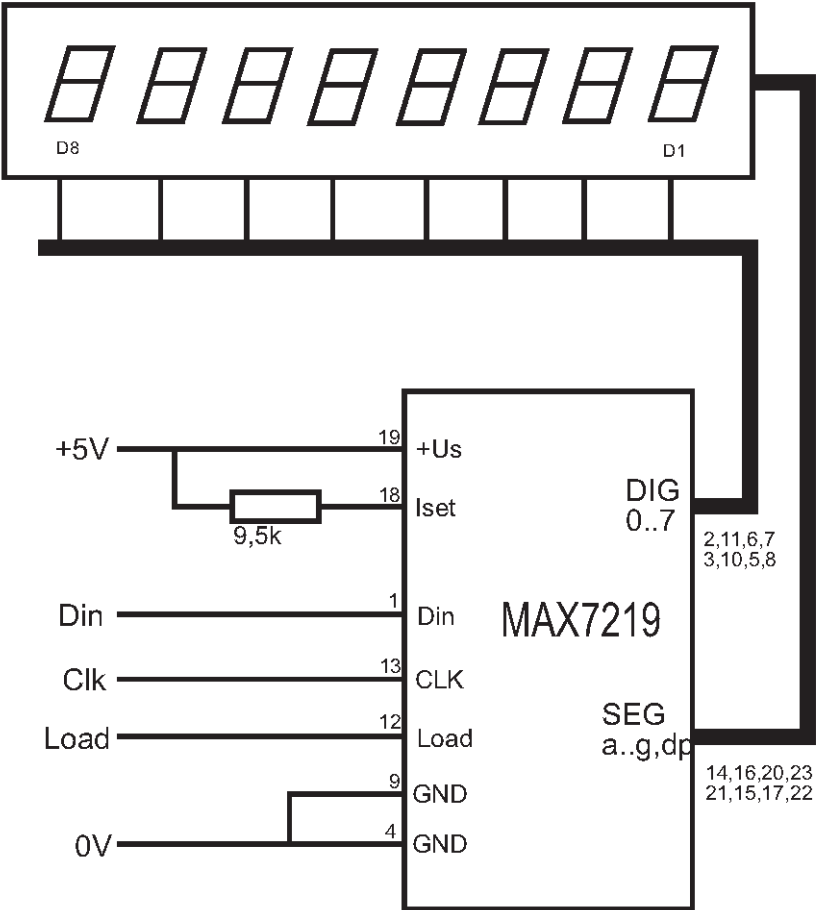


Рис. 13.15. Схема включения MAX7219 [10.2]

Биты данных от D15 до D12 не используются. Назначение битов от 7 до 0 для отдельных регистров в режиме инициализации приведено в листинге 13.4.

**Листинг 13.4. Назначение битов в режиме инициализации**

| Режим | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | Назначение                                                                                                                                                                                               |
|-------|---|---|---|---|---|---|---|---|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 9     | x | x | x | x | x | x | x | x | При установленном бите x этот разряд будет внутренне перекодирован. Для битов 0-3 памяти сегмента производится:<br>0 1 2 .. 8 9 - Е Н L Р выключение<br>Бит 7 памяти сегмента образует десятичную точку. |

При X=0 непосредственно представляется  
память сегмента.

|    |               |                                            |
|----|---------------|--------------------------------------------|
| 10 | -- -- x x x x | Интенсивность свечения сегментов           |
| 11 | -- -- -x x x  | Число активных разрядов с цифры "0"        |
| 12 | -- -- -- -x   | x=0 Отключение, x=1 нормальный выход       |
| 15 | -- -- -- -x   | x=0 нормальный выход, x=1 тест светодиодов |

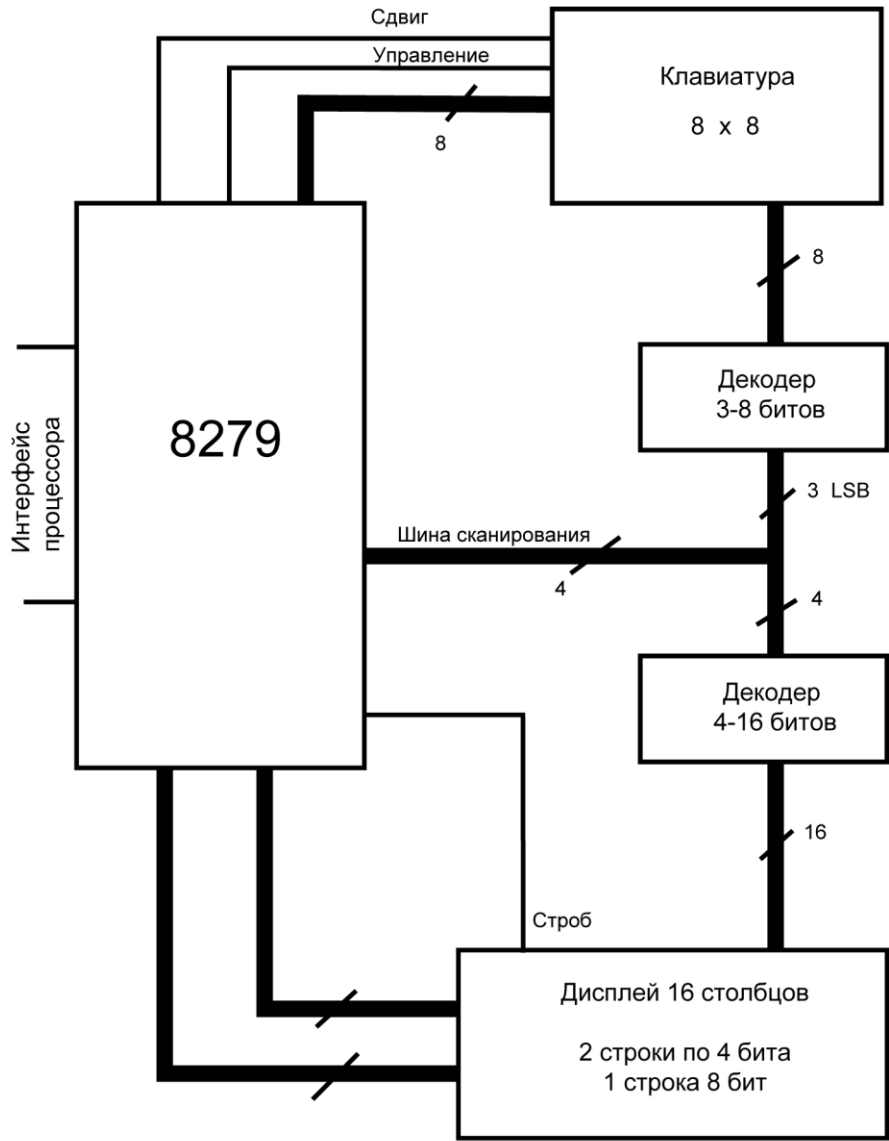
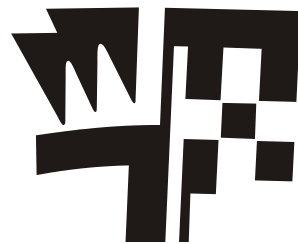


Рис. 13.16. Блок-схема l8279 [13.8]

Нужно использовать светодиодный индикатор с общим катодом. Резистор влияет на яркость сегмента и зависит от прямых напряжений и тока сегмента. Его величина для обычных светодиодов лежит в диапазоне от 10 до 50 кОм. Благодаря непосредственному побитовому управлению к рассмотренной микросхеме можно также подключать светодиодные линейки (не более 64 светодиодов).

Второй пример — это более старая схема, контроллер клавиатуры и дисплея семейства 8080 компании Intel. Контроллер 8279 может непосредственно подключаться к процессору и обслуживать кроме клавиатуры также 32-разрядный шестнадцатеричный или 16-разрядный алфавитно-цифровой индикатор. Благодаря возможности управления как дисплеем, так и клавиатурой он все еще может представлять интерес для небольших устройств (рис. 13.16).

Так как инструкция по программированию контроллера содержит шесть страниц текста, мы отсылаем читателя к указанному источнику [13.8].



## Глава 14

# Управление нагрузкой

При формировании управляющих воздействий встречается проблема сопряжения с нагрузками, которые требуют уровней сигналов, отличных от обычных внутри-схемных токов и напряжений. Это касается подключения, прежде всего, таких индуктивных нагрузок, как реле и электродвигатели.

### 14.1. Проблемы, возникающие при подключении больших нагрузок

Коммутация индуктивных нагрузок влечет за собой две существенные проблемы: большие пусковые токи при подключении и появление противо-ЭДС при отключении.

Пусковые токи встречаются также при включении позисторов и ламп накаливания. Сопротивление этих приборов в начальном (холодном) состоянии меньше, чем в рабочем (горячем). Но превышение рабочего тока в момент включения может повредить управляющий транзистор. Следовательно, выбросы пускового тока необходимо предотвращать.

На рис. 14.1, *а* параллельно транзистору включен резистор. В результате через лампу течет ток, который предварительно нагревает нить накала так, что свечение лампы еще незаметно. Недостатком является постоянный ток через схему и возможный дополнительный нагрев резистора. К транзистору в данной схеме не предъявляют повышенных требований: он должен быть рассчитан на номинальный ток и напряжение питания. Так как транзистор работает в ключевом режиме, то его рассеиваемая мощность равна произведению напряжения насыщения перехода "коллектор–эмиттер" на ток лампы.

Схема, изображенная на рис. 14.1, *б*, свободна от недостатков предыдущей. Здесь пусковой ток определяется медленным ростом напряжения на эмиттере. Во время включения на транзисторе рассеивается значительная мощность, максимум которой равен произведению тока через холодную нить накала на напряжение питания. В рабочем состоянии на участке "коллектор–эмиттер" прикладывается напряжение, равное напряжению "база–эмиттер" и падению напряжения на добавочных

резисторах. Чтобы уменьшить рассеиваемую при этом мощность, напряжение базы должно быть возможно более высоким, что требует управления через логический элемент с открытым коллектором.

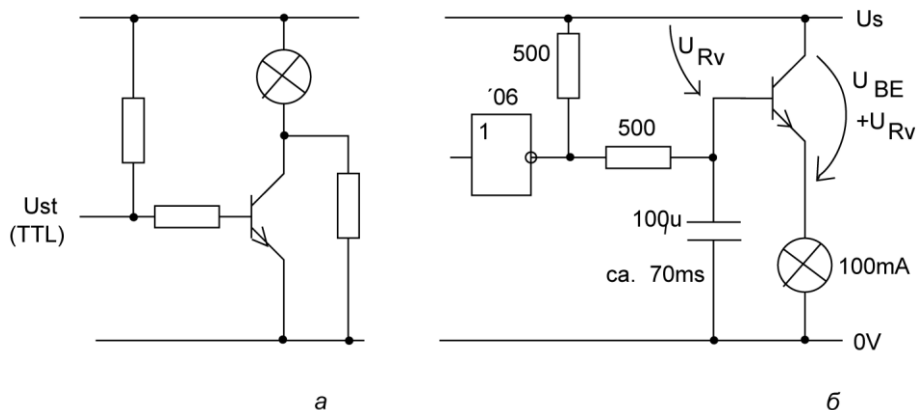


Рис. 14.1. Управление лампой накаливания

Учет противо-ЭДС при индуктивных нагрузках очень важен. Если ток в индуктивности прерывается, то изменение магнитного поля приводит к появлению противо-направленного напряжения. В зависимости от свойств индуктивности противо-ЭДС может превышать напряжение питания. В результате на коллекторе управляющего транзистора возникают значительные выбросы напряжения. Их обычно устраняют с помощью защитного диода, включенного параллельно катушке (рис. 14.2).

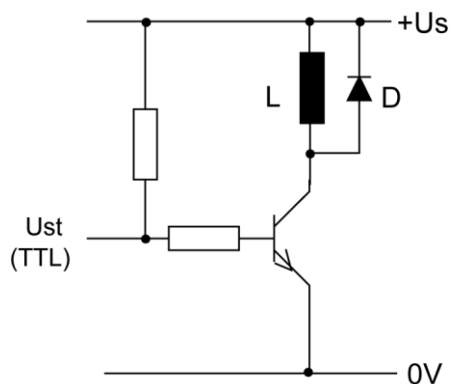


Рис. 14.2. Схема подключения индуктивной нагрузки

## 14.2. Микросхемы управления

При разработке специализированных микросхем управления были учтены вышеназванные проблемы. Один из примеров — микросхемы для управления лампами накаливания и реле. Типичные представители — микросхема ULN2003A с семью выходными каскадами (рис. 14.3) и ULN2803 с восемью каскадами (аналог D4803C).

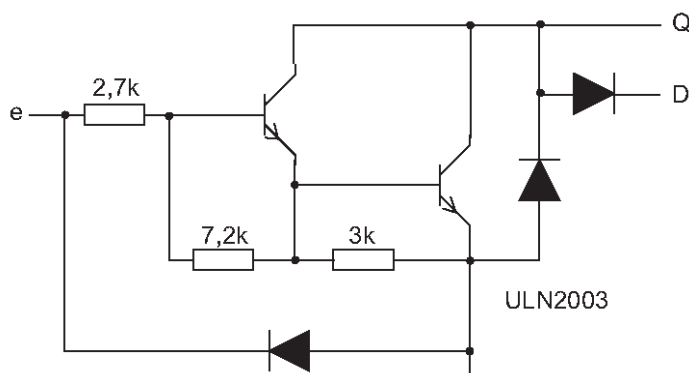


Рис. 14.3. Задающий каскад ULN2003 [14.1]

Микросхемы снабжены безынерционными защитными диодами для подключения индуктивных нагрузок. Каждый выходной каскад может выдавать максимальный ток 500 мА, причем предельно допустимая рассеиваемая мощность составляет около 1 Вт. Обратное смещение равно 50 В.

При подключении ламп накаливания их номинальный ток не должен превышать 10% допустимого пикового тока, т. к. микросхема ULN2003 не имеет схемы защиты. В этом случае защитные диоды не нужны (рис. 14.4).

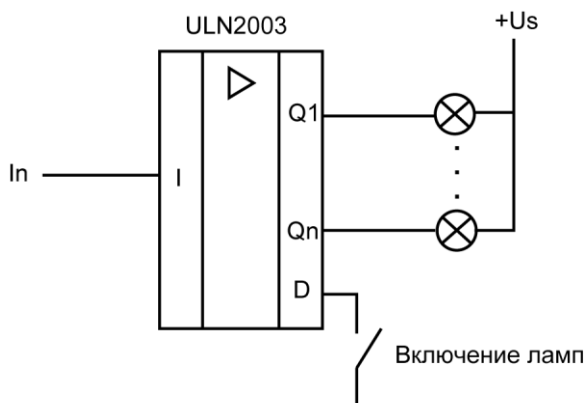
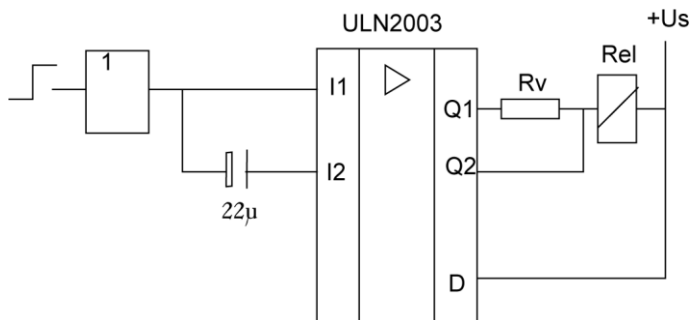


Рис. 14.4. Подключение ламп накаливания к микросхеме ULN2003

При подключении индуктивных нагрузок не требуется никаких дополнительных компонентов. Защитные диоды присоединяют непосредственно к источнику питания. Так как ток удержания реле меньше начального пускового тока, в большинстве случаев коммутацию можно реализовать, объединив два выходных каскада (рис. 14.5).



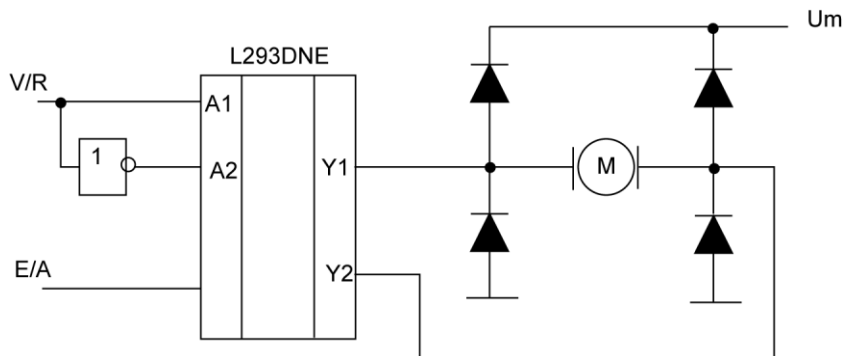
**Рис. 14.5.** Уменьшение тока для индуктивных нагрузок

В данной схеме после подачи управляющего импульса второй каскад включается примерно на 50 мс. Для срабатывания маломощных реле этого уже достаточно. Затем требуемый ток удержания обеспечивает первый каскад.

Микросхема L293D рассчитана для подключения больших нагрузок и непосредственного управления электродвигателем. Она состоит из двух мостовых схем, которые могут коммутировать нагрузку с током 0,6 А при напряжении до 36 В. Управление осуществляется сигналами с уровнем ТТЛ.

Так как при двуполярном питании одного защитного диода недостаточно, блокировка против-ЭДС осуществляется с помощью четырех диодов (рис. 14.6).

Существуют микросхемы для аналогового управления нагрузкой. Это в большинстве случаев операционные усилители с более мощными выходными каскадами. Например, микросхема LTC1010 допускает выходной ток до  $\pm 150$  мА [8.9].



**Рис. 14.6.** Управление электродвигателем от микросхемы L293 [14.1]

Для создания больших управляющих токов подойдет также мощный НЧ-усилитель или специальный мощный ОУ. Например, микросхема ОРА548 [14.2] обеспечивает выходной ток 2,5 А при напряжении питания до 60 В. Ее включают аналогично операционному усилителю.

В схеме, изображенной на рис. 14.7, RC-цепь предназначена для частотной коррекции. Благодаря двум диодам, включенным последовательно с электродвигателем, достигается надежная остановка электродвигателя при нулевом токе.

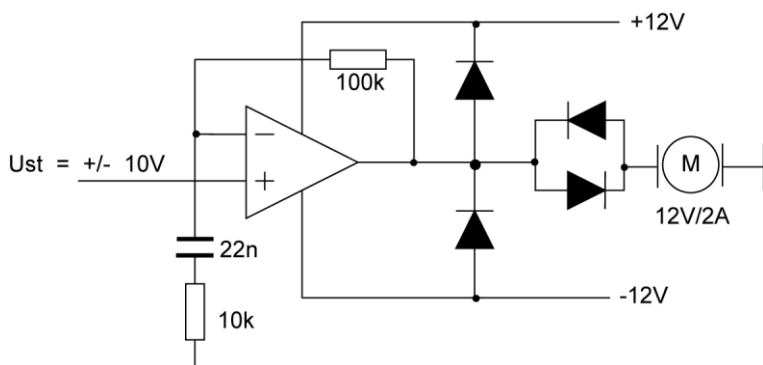


Рис. 14.7. Аналоговое управление электродвигателем с помощью мощного ОУ

### 14.3. Применение тиристоров при постоянном напряжении

Еще одна возможность управления мощными нагрузками — применение тиристоров. Они обеспечивают большой ток через нагрузку при слабых управляющих воздействиях.

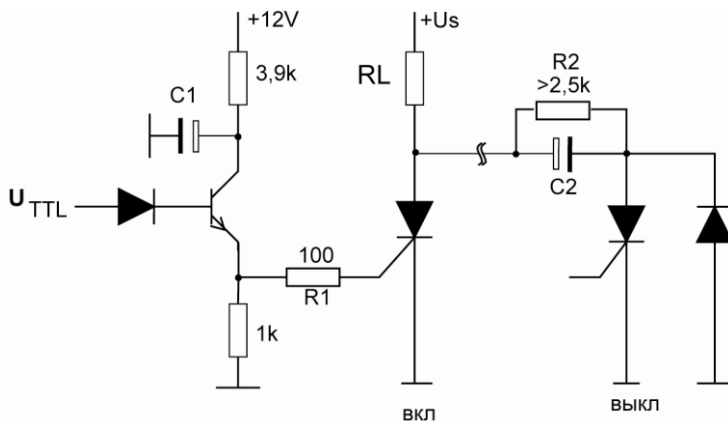


Рис. 14.8. Схема управления тиристором

Отпирающее напряжение тиристора соответствует прямому напряжению диода. Однако коммутация осуществляется импульсом тока, а не статическим сигналом. На рис. 14.8 для этого предусмотрен конденсатор C1.

Сопротивление R1 зависит от типа тиристора и ограничивает управляющий ток. В рассмотренной схеме подачи тока на управляющий электрод выключить тиристор нельзя. Для выключения нагрузки требуется второй тиристор. Параметры резистора R2 должны быть рассчитаны так, чтобы протекающий ток был меньше тока удержания тиристора.

## 14.4. Работа тиристора при сетевом напряжении

Для коммутации мощных нагрузок, подключенных к сети, применяют как тиристоры, так и симисторы. При этом часто требуется гальваническая развязка, для чего предусматривают специальные компоненты. Принципиальная схема управления сетевой нагрузкой приведена на рис. 14.9.

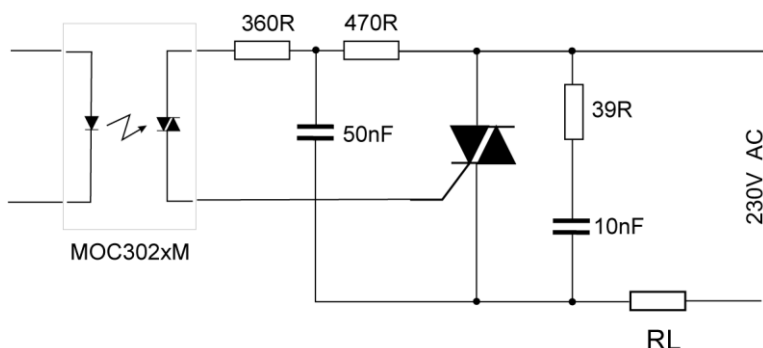
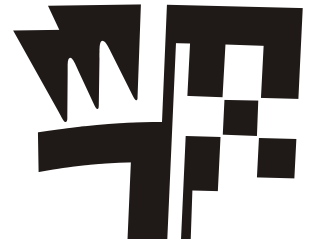


Рис. 14.9. Управление сетевой нагрузкой с помощью симистора

Выпускают оптронные симисторы, которые включаются от сигнала, подаваемого на светодиод, и способны коммутировать переменное напряжение. Светодиод оптрона гальванически развязан и может непосредственно управляться от контроллера или логической микросхемы.



# Глава 15

## Генерирование сигналов

В этой главе мы подробно рассмотрим генерацию частот, последовательностей импульсов и различных функций и уделим особое внимание применению микропроцессоров.

### 15.1. Ограничения при генерировании сигналов с помощью процессора

Формирование сигналов с помощью микропроцессора ограничивается в основном его быстродействием. При программной выдаче данных требуются как минимум три команды:

- ❑ выдача первого значения сигнала;
- ❑ выдача второго значения сигнала;
- ❑ команда для запуска цикла программы.

Если вывод осуществляется из таблицы, то установка второго значения требует вычисления адреса. Доступные частоты сгенерированного сигнала зависят от времени выполнения команды (табл. 15.1) и скорости передачи данных по шине.

**Таблица 15.1.** Скорость выполнения команд различными процессорами

| Команда                                        | Процессор (тактовая частота) |               |                    |
|------------------------------------------------|------------------------------|---------------|--------------------|
|                                                | Z84C00 (20 МГц)              | 8051 (12 МГц) | ATmega128 (16 МГц) |
| MOV mem, reg                                   | 7                            | 24            | 2                  |
| OUT                                            | 11                           | 12            | 1                  |
| INC                                            | 4                            | 12            | 1                  |
| JMP                                            | 10                           | 24            | 2                  |
| Сумма тактов                                   | 32                           | 72            | 6                  |
| Максимальная частота сигнала (ориентировочная) | 312 кГц                      | 83 кГц        | 1,3 МГц            |

Рассмотрим разные процессоры для вывода произвольной бинарной последовательности, записанной в таблице длиной 256 байт. Размер таблиц выбран не случайно, т. к. 256 байт — это предельное значение при 8-разрядной адресации. Следовательно, вычисление адреса для циклического опроса состоит в увеличении лишь одного байта.

Допустимая частота получается с учетом двух выполнений цикла, т. к. выходной сигнал должен иметь в течение периода, по меньшей мере, один раз низкий уровень и один раз высокий уровень. Как только в цикл для изменения скорости добавляется пустая команда, предельная частота значительно уменьшается. При выводе значений из таблицы в ограниченном диапазоне частот может помочь также создание битовой комбинации.

Процессоры современных персональных компьютеров работают несколько быстрее, чем микросхемы, приведенные в табл. 15.1, но их быстродействие снижает ограниченная скорость обмена по внутренней шине ввода-вывода ПК. Из-за этого период формируемого сигнала определяется в основном длительностью выполнения операций ввода-вывода. Однако едва ли кто-то будет генерировать сигнал прямоугольной формы с помощью программного обеспечения персонального компьютера.

### **Задание 15.1**

С помощью AVR-Studio определите доступные частоты путем измерения временных интервалов (числа тактов в цикле). Исследуйте при этом разные варианты программ (например, непосредственное программирование вывода, технику использования таблиц).

### **Рекомендации по выполнению задания**

Работая в AVR-Studio, определите доступные частоты измерением временных интервалов в симуляторе (аппаратные средства симулятора не требуются).

Не нужно пренебрегать этим вариантом генерации последовательности импульсов. Та же самая проблема оценки предельной частоты встречается при программировании последовательности импульсов для драйвера интерфейса. Максимальная тактовая частота интерфейса зависит от тактовой частоты процессора и последовательности команд. Процессор может быть достаточно быстрым, а ограничение будет заключаться в быстродействии программно реализованного драйвера I2C.

## **15.2. Сигналы прямоугольной формы**

Прямоугольные сигналы сформировать при помощи процессора проще всего. Однако затраты возрастают, если требуются переменные амплитуды и точные частоты. Амплитуду сигнала можно установить с помощью цифроаналоговых преобразователей. Но тогда потребуется уже разрядность обрабатываемых данных не менее одного байта.

### 15.2.1. Генерация частоты и формирование импульсов посредством программного обеспечения

Программное формирование импульсов определяется двумя параметрами: временем выполнения команды и методом генерации периода. При этом стремятся получить по возможности быстрый и управляемый вывод двоичной последовательности.

Можно осуществить вывод данных из некоторой области памяти, предварительно заполненной соответствующей конфигурацией битов. Проблемы с разрядностью наблюдаются при переходе с конца таблицы в начало, если адреса, которые требуются для формирования периода, не делятся без остатка в адресном пространстве таблицы. Требуется либо дополнительные команды, либо возникают искажения сигнала.

Преимущество табличного метода в том, что программа может работать без опроса прерывания. Прерывания требуются только для изменения значений в таблице. Рассмотренный метод подходит, прежде всего, для автономно работающих процессоров, которые обслуживаются через интерфейс.

Аналогичная генерация сигнала с помощью контроллера становится проблематичной, если параллельно выполняются другие процессы, например управление таймером, т. к. это приводит к временным сбоям.

### 15.2.2. Формирование импульсов с помощью аппаратных средств контроллера

Большинство микроконтроллеров снабжены таймером, который позволяет генерировать выходные сигналы с разными частотами. Так как процесс реализован чисто аппаратно и протекает независимо от работающей программы, можно достичь более высоких частот и меньших искажений. Таймер состоит из предварительного и основного делителя (рис. 15.1).

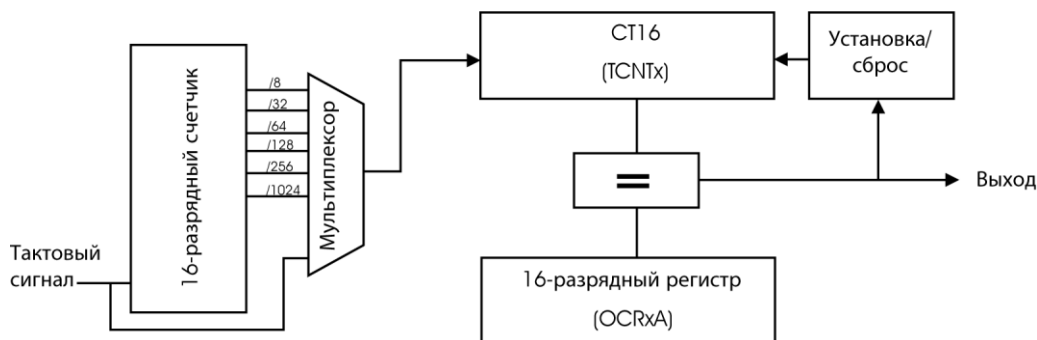


Рис. 15.1. Упрощенная блок-схема таймера (ATmega 128)

Предварительный делитель дает грубые коэффициенты деления. Управление происходит по тактовому сигналу процессора. Основной делитель может действовать

как счетчик вверх или вниз, причем он считает от (или до) установленного значения. В результате образуется выходной сигнал, который нужно делить для симметрирования еще на два. Возможные коэффициенты деления лежат в диапазоне от 2 до 65 535. Однако рассмотренный таймер все же не обеспечивает точную установку частоты.

### 15.2.3. Формирование импульсов с помощью внешних аппаратных средств

Дальнейший путь повышения точности формирования частот — деление частоты внешнего высокостабильного генератора.

Так как точность установки частоты улучшается при большом коэффициенте деления, выгодно использование стабильных высокочастотных внешних генераторов. Например, при частоте кварца от 20 до 30 МГц можно получить частоту выходного НЧ-сигнала 25 кГц с точностью 0,1%.

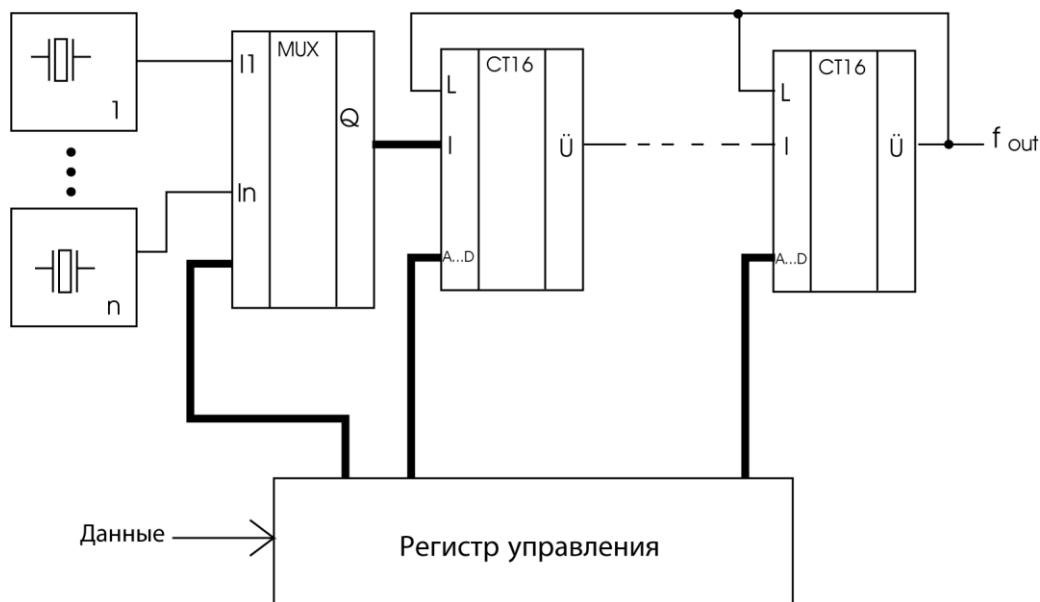


Рис. 15.2. Регулируемый генератор

Счетчики в схеме, изображенной на рис. 15.2, считают вниз. Начальное значение загружается из параллельного регистра при появлении каждого импульса на выходе. Таким образом частоту входного сигнала  $f_{in}$  можно делить на произвольный заданный коэффициент. Чтобы более точно задать частоту, можно взять несколько базовых частот и выбрать одну из них, исходя из минимальной погрешности. Если быстрая смена частоты не требуется, то можно предусмотреть соответствующую управляющую программу.

Альтернативный путь — применение генераторов с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ, PLL — Phase-Locked-Loop), которые обеспечивают более точный и стабильный выходной сигнал. Основные блоки генератора с ФАПЧ — генератор, управляемый напряжением, (ГУН, VCO), фазовый компаратор (PhK) и делители частоты. На рис. 15.3 показан принцип деления частоты.

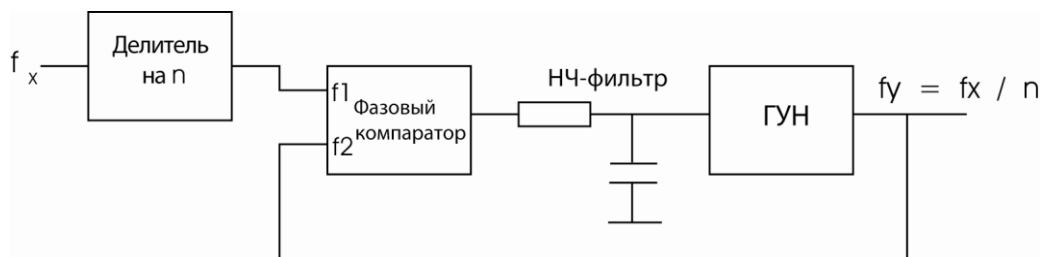


Рис. 15.3. Блок фазовой автоподстройки частоты

Импульс на выходе фазового компаратора зависит от разницы фаз. Этот импульс подается через RC-цепь и управляет генератором, частота которого понижается или повышается в зависимости от напряжения. В результате на конденсаторе устанавливается напряжение, при котором сигнал ГУН совпадает по фазе и по частоте с входным сигналом частотой  $f_1$ . В результате стабильность частоты выходного сигнала зависит только от стабильности входного. В рассмотренной схеме существует рассогласование, известное как "дрожание" фаз. Из-за этого на выходе наблюдаются флуктуации частоты.

Более интересное устройство — умножитель частоты — можно построить, переставив блоки (рис. 15.4).

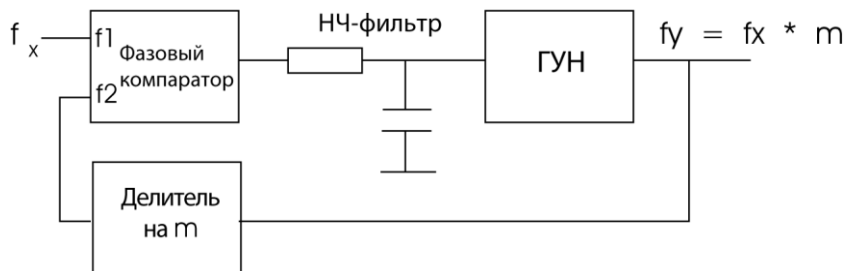


Рис. 15.4. Блок фазовой автоподстройки частоты (умножение)

Если частота  $f_x$  равна 1 кГц, то, имея десятичный делитель с коэффициентом  $m$ , на выходе можно получить частоты 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 и 10 кГц.

Объединив схемы, изображенные на рис. 15.3 и 15.4, можно реализовать дробные коэффициенты деления. С кварцем на 10 МГц можно без проблем получить частоту

ту 7 МГц, если делитель  $n$  имеет коэффициент 10, а делитель  $m$  — 7. По такому принципу можно построить декадно перестраиваемый генератор прямоугольных импульсов. Для этого делители загружаются через параллельный порт процессора.

Для создания генераторов выпускают специализированные микросхемы. Например, ИС LS124 или 4046 подойдут в качестве ГУН. С этой целью возможно также применение преобразователя "напряжение—частота". Пределы изменения входного напряжения существенно влияют на рабочий диапазон генератора. Постоянная времени фильтра не должна быть слишком малой. При расширении полосы частот постоянную времени следует увеличить, чтобы на низких частотах получался стабильный выходной сигнал. С другой стороны, постоянная времени влияет также на скорость изменения при коммутации частоты.

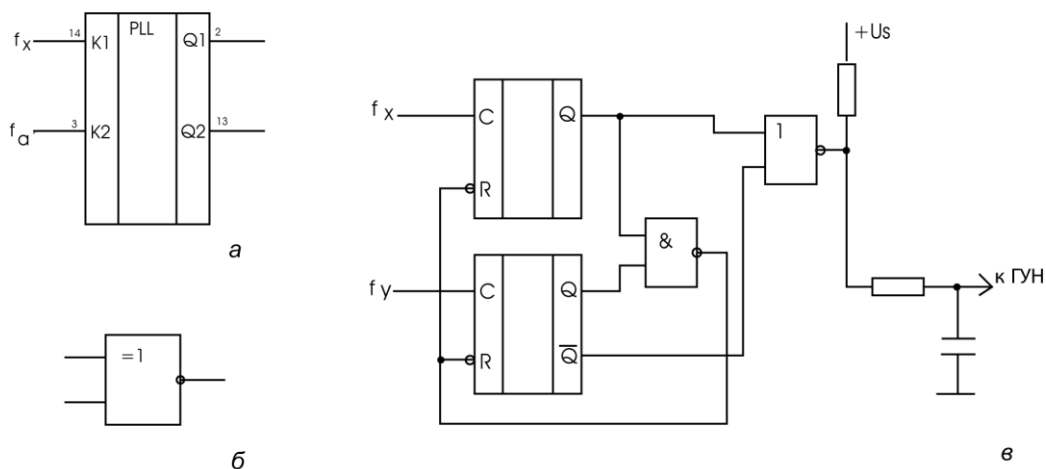


Рис. 15.5. Примеры фазовых компараторов

Существуют различные варианты схем фазовых компараторов (рис. 15.5). Самый простой компаратор, встроенный в ИС 4046, — это логический элемент "исключающее ИЛИ" (рис. 15.5, б). Выходной сигнал генерируется в течение интервала времени, при котором не равны оба входных сигнала. Для цифровых сигналов длительность выходного отклика соответствует в этом случае разнице фаз.

Недостаток рассмотренной схемы (при большой разнице фаз возникает неустойчивость) можно устранить с помощью триггеров. Пример схемы приведен на рис. 15.5, в.

В состав микросхемы 4046 входят два внутренних фазовых компаратора, причем второй компаратор дает лучшие результаты.

На рис. 15.6 приведен пример генератора прямоугольных импульсов в диапазоне частот от 10 Гц до 1 МГц, выполненного на базе микросхемы 4046.

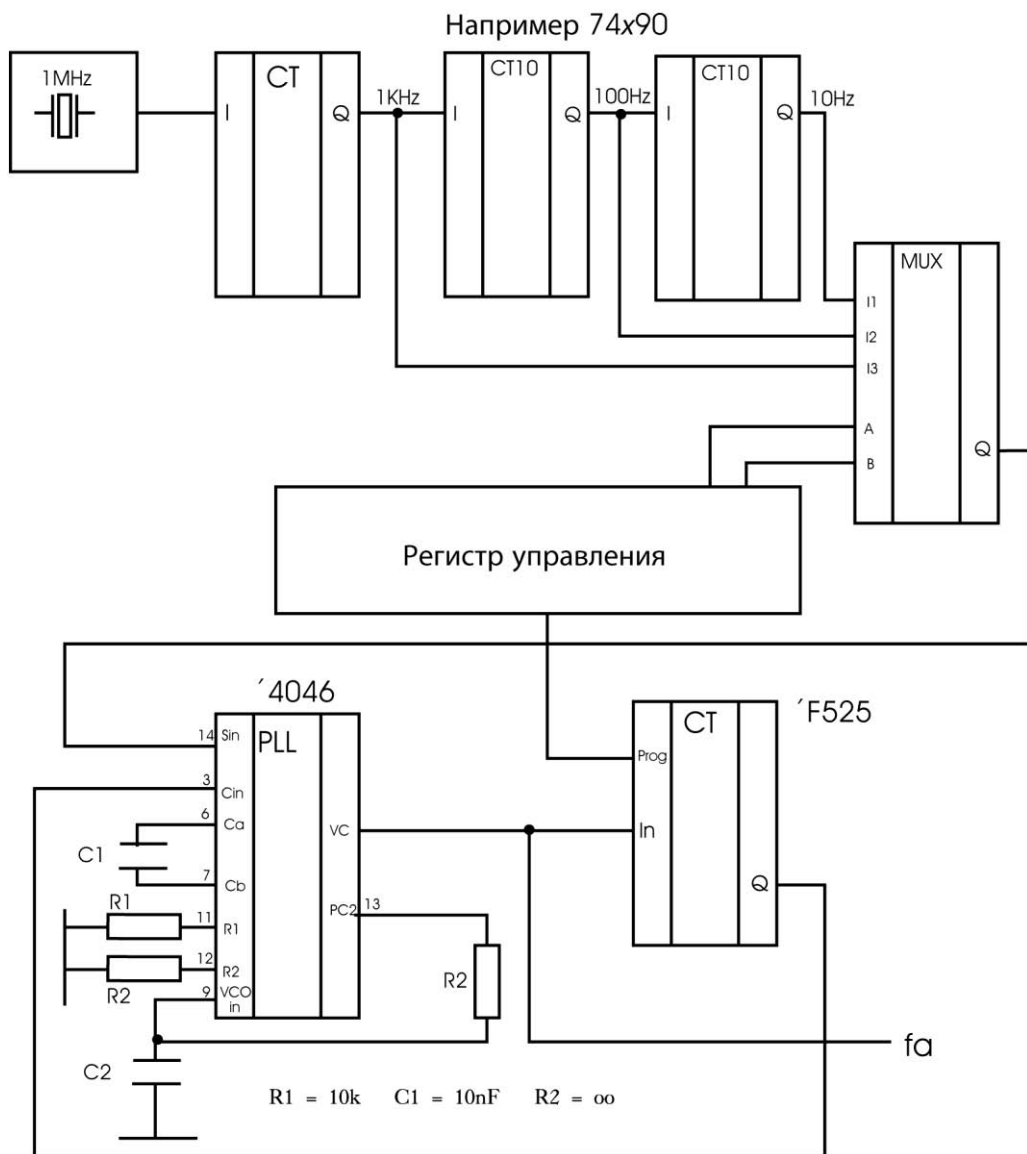
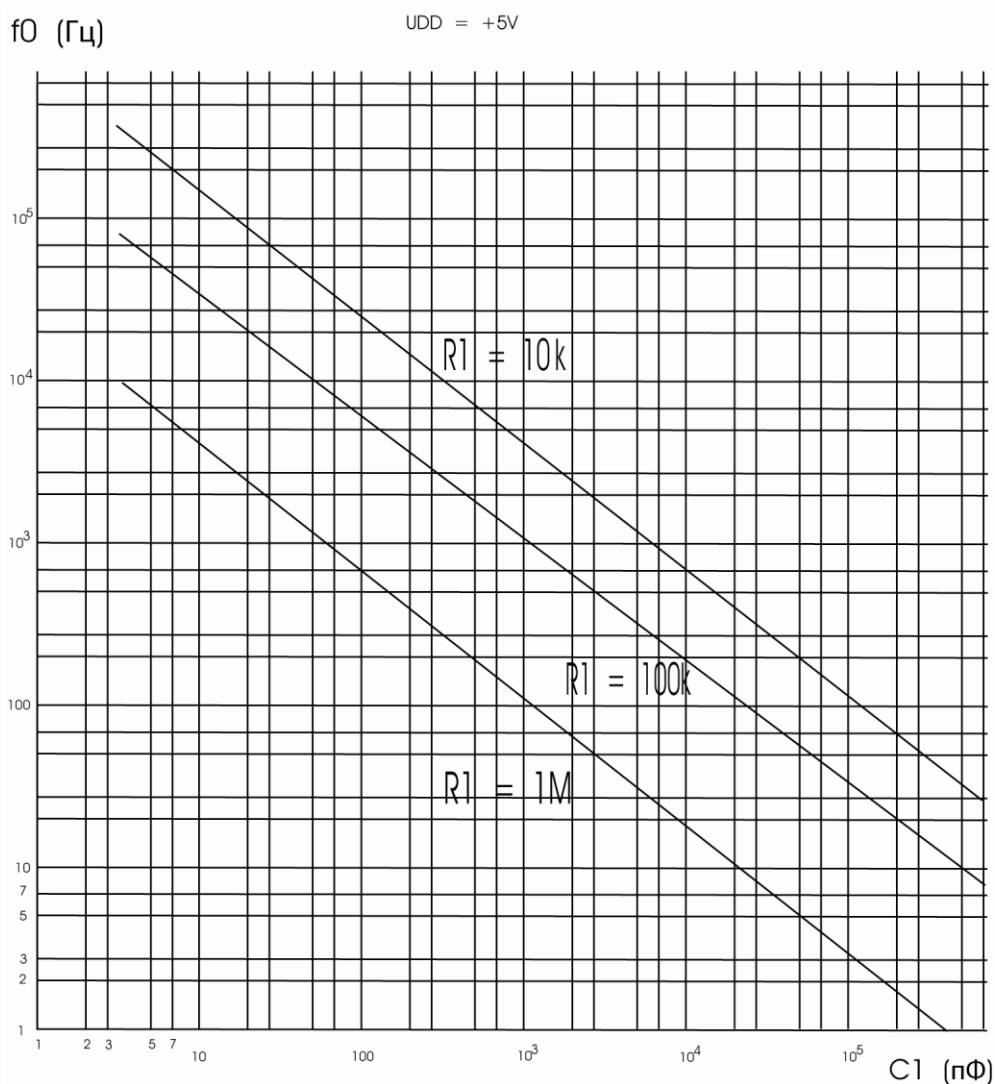


Рис. 15.6. Принципиальная схема генератора прямоугольных импульсов

При указанных параметрах элементов схемы можно реализовать следующие поддиапазоны:

- 10 Гц ... 10,24 кГц с шагом 10 Гц;
- 100 Гц ... 102,4 кГц с шагом 100 Гц;
- 1 000 Гц ... 1 024 кГц с шагом 1 кГц.

Так как схема ФАПЧ способна работать с диапазоном более четырех декад, то возможна более точная подстройка частоты. Но верхний предел сетки частот равен 1 МГц. Для определения параметров конденсатора  $C1$  и резисторов  $R1$ ,  $R2$  можно использовать график на рис. 15.7.



**Рис. 15.7.** График для определения параметров внешних компонентов при подключении ИС 4046 [7.4]

## 15.3. Синусоидальные сигналы

Для генерации хороших синусоидальных колебаний подходят аналоговые генераторы или быстродействующие цифроаналоговые преобразователи с большой разрядностью. Высокое качество сигналов, сгенерированных цифровым способом, можно обеспечить соответствующим фильтрованием. При необходимости изменения частоты описанное решение слишком ресурсоемко. Современный подход — непосредственный цифровой синтез (DDS — Digital Direct Synthese) — мы обсудим позднее.

### 15.3.1. Цифровые генераторы синусоидальных колебаний

Сначала рассмотрим генерирование синусоидальных колебаний цифровым способом. Для этого потребуется цифроаналоговый преобразователь, которым управляет процессор. Значения можно рассчитывать непосредственно в программе, но с помощью таблицы все происходит гораздо быстрее. Точность синусоидального колебания такая же, как и прямоугольного, но потребуется не один бит данных, а больше. Для наших экспериментов примем размер последовательности равным восьми битам. При большей длине последовательности допустимая предельная частота становится немного меньше, т. к. требуется больше времени на вычисление адреса в громоздкой таблице. Частота на выходе зависит от скорости выполнения программы и шага изменения аргумента синуса.

#### Задание 15.2

Напишите программу для вывода синусоидальных колебаний в порт AVR и определите допустимые частоты.

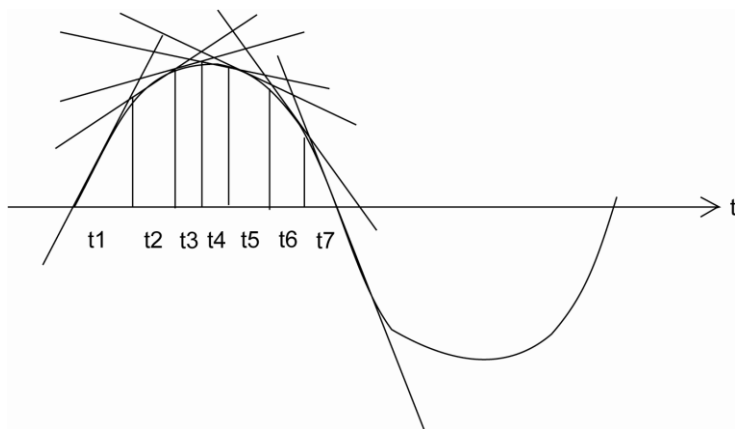
#### Рекомендации по выполнению задания

Используйте AVR-Studio и определите предельные частоты путем измерения временных интервалов (подсчетом тактов в цикле). Здесь предполагается работа с табличными значениями. Разработайте оптимальные размеры таблиц (число избранных точек), причем критерием будет отклонение значения избранной точки (аппаратные средства симулятора не потребуются).

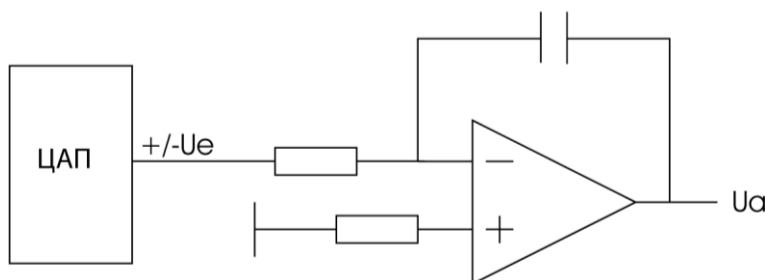
Проблема описанного метода состоит в скачкообразных изменениях выходного сигнала. Перепады будут тем больше, чем больше шаг изменения аргумента синуса. Для сглаживания ступенчатого напряжения потребуется более эффективный фильтр.

Компромиссное решение — генерирование синусоидальных колебаний с помощью отрезков прямых линий при разных приращениях (рис. 15.8).

Если исходить из упрощения, что можно представить части синусоидальных колебаний для определенных временных диапазонов в виде отрезков прямых, то можно уменьшить число обрабатываемых данных.



**Рис. 15.8.** Аппроксимация синусоидальных колебаний отрезками прямых



**Рис. 15.9.** Принципиальная схема для аппроксимации

Сформировать сигнал из отрезков прямых несложно с помощью интегратора. Величина приращения определяется входным напряжением интегратора, которое может поступать от цифроаналогового преобразователя (рис. 15.9).

Управление ЦАП можно реализовать по такому же алгоритму, как при непосредственном выводе сигнала. Однако в таблице теперь будут не значения функции, а приращения напряжения в соответствующей точке (что соответствует первой производной функции). Поскольку между значениями функции нет перепадов напряжения, то общий объем данных существенно сокращается, что приводит при той же самой скорости выполнения программы к повышению предельной частоты. Для улучшения качества выходного сигнала здесь также имеет смысл включить фильтр.

Недостаток этого метода состоит в частотной зависимости выходного напряжения. На величину выходного сигнала можно повлиять через выходное напряжение ЦАП, но ее нельзя достаточно быстро скорректировать расчетом в пределах программного цикла.

Если быстродействия процессора не хватает, то таблицу нужно формировать с помощью внешних аппаратных средств. Для этого ЦАП обслуживается непосредственно из циклически адресуемого ОЗУ. Управление счетчиком адресов ОЗУ может

происходить через генератор прямоугольных импульсов, управляемый цифровым способом. Вид функции устанавливается процессором и загружается в ОЗУ. В [15.1] описана плата расширения для компьютера, ориентированная на 12-разрядный ЦАП и обеспечивающая значения до 100 нс. Память значений функции объемом 128 Кбайт позволяет реализовать также медленные процессы с хорошей точностью.

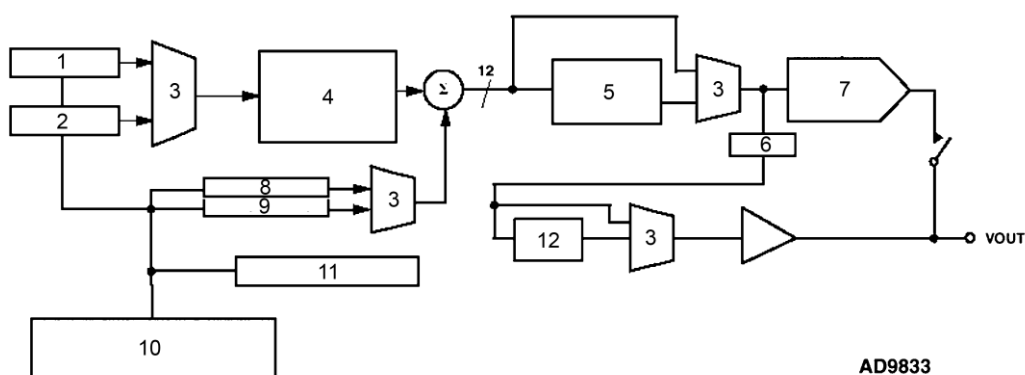
### 15.3.2. Непосредственный цифровой синтез

Технология непосредственного цифрового синтеза (DDS — Digital Direct Synthese) представляет собой современный метод формирования высокоточных синусоидальных колебаний из стабильной частоты кварцевого генератора. Далее будет описана одна из самых простых микросхем, специально рассчитанная для применения в энергосберегающих устройствах.

Существуют и более сложные микросхемы, обеспечивающие, например, кроме коммутации частоты и фазы, также амплитудную модуляцию или генерацию сетки частот. Полоса частот может быть в пределах от нескольких миллигерц до 100 МГц. Обеспечиваемый шаг перестройки находится в диапазоне микрогерц.

Непосредственная область применения — техника связи. Однако рассматриваемая технология подходит также для низкочастотных применений, а также в качестве тактового генератора или источника опорного сигнала в измерительной технике.

Основа DDS-генератора, изображенного на рис. 15.10, — таблица синусов, в которой период колебания представлен в виде последовательности значений. Функция имеет 4 096 избранных точек (12 бит) и выдает на ЦАП синусоидальный сигнал с 10-битовым разрешением.



**Рис. 15.10.** Упрощенная блок-схема DDS-генератора [15.3]: 1 — регистр частоты  $f_0$ ; 2 — регистр частоты 1; 3 — мультиплексор; 4 — фазовый буфер (28 бит); 5 — ПЗУ значений синусов; 6 — старший байт; 7 — 10-разрядный ЦАП; 8 — регистр фазы  $\varphi_0$ ; 9 — регистр фазы 1; 10 — последовательный интерфейс со схемой управления; 11 — регистр управления; 12 — делитель на 2; 13 — выходное напряжение

Управление таблицей значений осуществляется из "фазового аккумулятора", представляющего собой регистр, к которому добавляется значение из регистра тактовой частоты. Так как для управления таблицей используются только старшие 12 бит фазового аккумулятора, то младшие биты при сложении учитываются как "разряд десятичной дроби", поэтому тактовую частоту нередко делят не на целочисленное, а на дробное значение. В итоге частота на выходе равна:

$$F_{out} = f(\text{clk}) \times \text{Регистр частоты} / 228.$$

Преобразовав таблицу значений функции, можно по тому же самому принципу формировать на выходе пилообразный сигнал. Если ограничиться старшим битом, то на выходе получится сигнал прямоугольной формы.

Не следует забывать о теореме отсчетов: частота на выходе должна быть меньше, чем половина тактовой частоты. Для хорошего НЧ-генератора нужно выбирать соотношение частот как минимум 50:1.

### 15.3.3. Аналоговые генераторы синусоидальных сигналов

Аналоговые генераторы синусоидальных сигналов основываются на формировании колебания с помощью RC- или LC-цепей. RC-генераторы чаще встречаются в низкочастотном, а LC-генераторы — в высокочастотном диапазоне. В литературе описано достаточно много схем. Мы сосредоточимся на регулировании частоты выходного сигнала посредством процессора.

Классическая схема — RC-генератор с мостом Вина–Робинсона (Wien–Robinson), изображена на рис. 15.11.

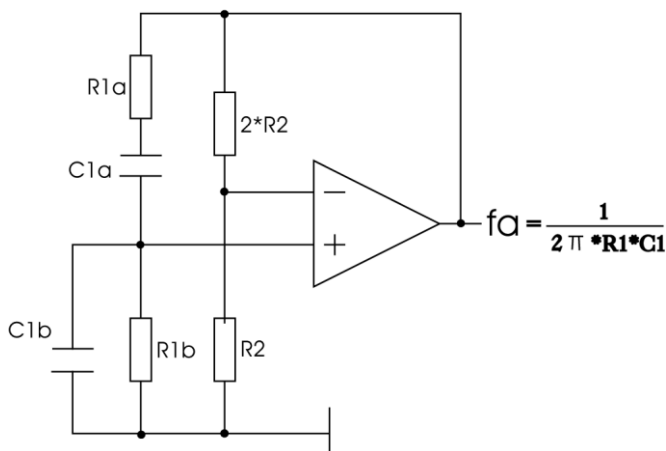


Рис. 15.11. Принципиальная схема генератора с мостом Вина

Выходное напряжение этого генератора стабилизируют с помощью схем регулирования или позистора. Дополнительные цепи защищают мостовую схему в момент включения устройства. На стабильность амплитуды влияют также допуски номиналов резисторов R1a и R1b.

Сложность управления частотой этой схемы заключается в необходимости идентичного изменения сопротивления резисторов R1a и R1b. Поскольку частота обратно пропорциональна сопротивлению этих резисторов, то их коммутация дает не очень хороший результат.

Рассмотрим характеристики аналоговых оптронов на основе схемы, взятой из источника [6.3, с.73]. Оптрон состоит из светодиода и фоторезистора, которые находятся друг против друга в светонепроницаемом корпусе. Зависимость сопротивления от тока светодиода приведена на рис. 15.12.

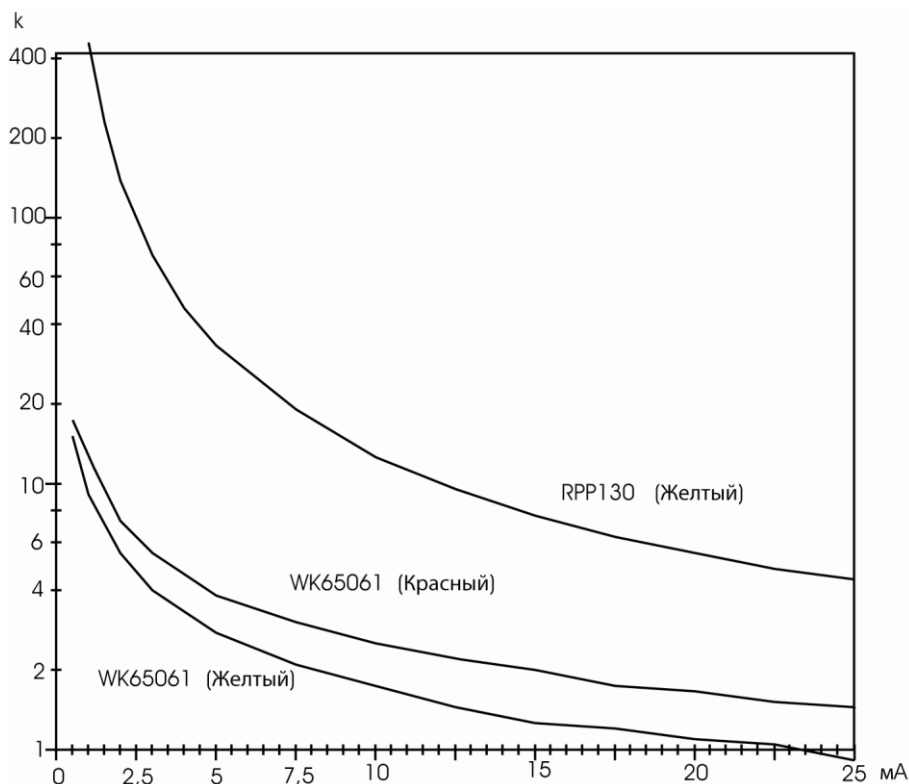


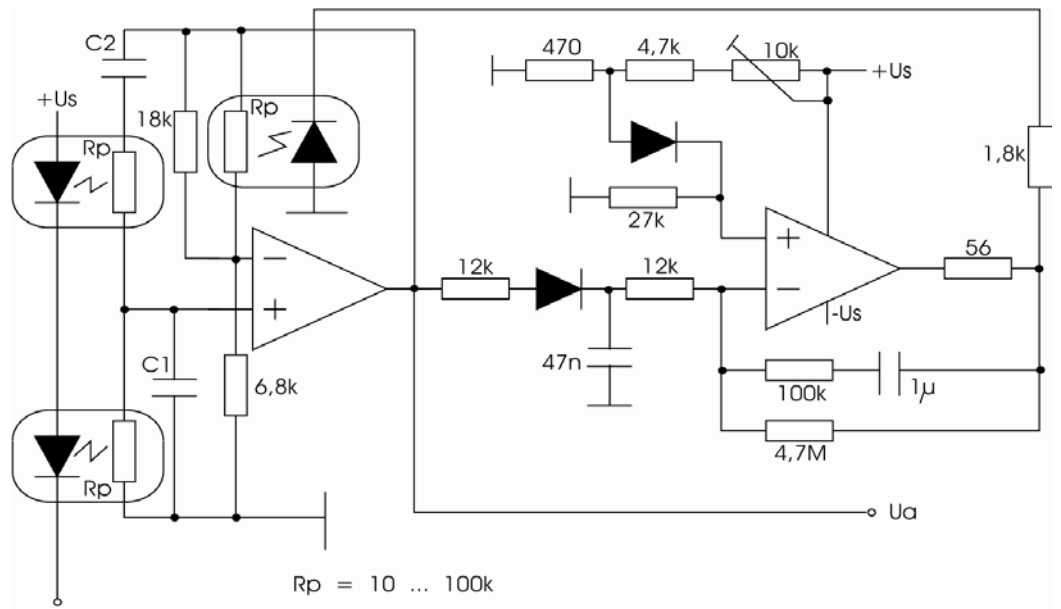
Рис. 15.12. Характеристика аналогового оптрона

Для настройки генератора достаточно диапазона регулирования значений сопротивления 1:10. С помощью двух подобных устройств мост Вина можно настраивать от внешнего источника напряжения. Схема генератора, изображенная на рис. 15.13, получена объединением принципиальных схем, взятых из источника [6.3]. Пере-

ключение конденсаторов, определяющих частоту, может происходить при помощи аналогового коммутатора или реле в DIP-корпусе.

**ВНИМАНИЕ!**

Учтите, что здесь необходимо коммутировать переменное напряжение.



**Рис. 15.13.** Оптически управляемый генератор с мостом Вина

В табл. 15.2 приведены параметры конденсаторов и соответствующие частоты при управляющем напряжении от  $-5$  до  $+10$  В.

**Таблица 15.2.** Диапазон частот выходного сигнала

| Пределы частоты<br>выходного сигнала | Емкость конденсаторов C1=C2 |        |       |       |        |
|--------------------------------------|-----------------------------|--------|-------|-------|--------|
|                                      | 1000 нФ                     | 100 нФ | 10 нФ | 1 нФ  | 500 пФ |
| Минимальная частота, Гц              | 1,6                         | 16     | 160   | 1600  | 3200   |
| Максимальная частота, Гц             | 16                          | 160    | 1600  | 16000 | 32000  |

Для повышения точности установки частот описанный генератор следует подключить к блоку фазовой автоподстройки частоты. Для этого выходной сигнал нужно преобразовать при помощи триггера и подать на делитель блока ФАПЧ. Стандарт-

ная частота поступает от кварцевого резонатора. Фильтр после компаратора образуется интегратором с ОУ, который непосредственно управляет светодиодом.

Генерация синусоидальных колебаний в ВЧ-диапазоне не представляет сложности, т. к. настройку можно осуществлять с помощью варикапов. Блок ФАПЧ снова будет способствовать увеличению точности установки частоты. Если требуется полоса частот менее 1 МГц, то варикапы можно заменить полупроводниковыми стабилитронами. При обратном смещении они имеют похожую характеристику, только емкость значительно больше.

## 15.4. Специальные функции

Все функции, которые отличаются от синусоидальной или прямоугольной, рассматриваются в большинстве случаев как "прочие", т. к. их можно получить из этих двух функций.

### 15.4.1. Аналоговая генерация монотонных сигналов

Большинство несинусоидальных сигналов формируют из колебаний треугольной или прямоугольной формы при помощи аналоговых микросхем. Подобный генератор состоит из интегратора и триггера с большим гистерезисом.

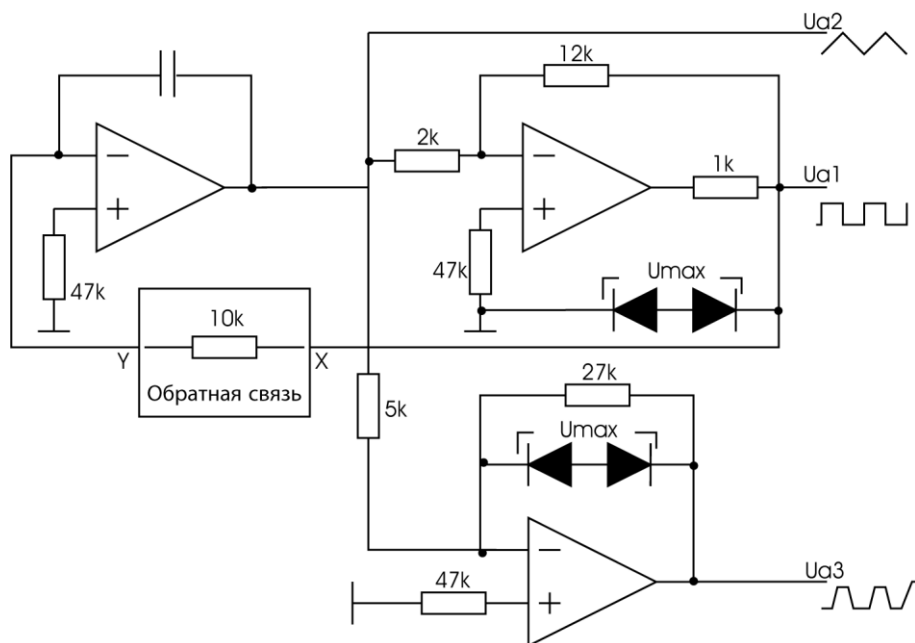
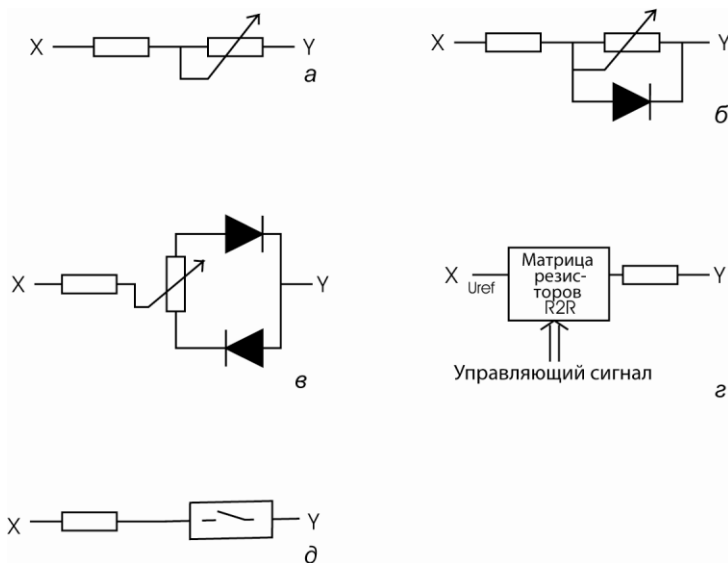


Рис. 15.14. Принципиальная схема аналогового генератора сигналов

Если предположить, что в схеме на рис. 15.14 напряжение  $U_{a1}$  отрицательно, то напряжение на выходе интегратора начинает расти. При превышении порога срабатывания полярность выходного напряжения меняется и начинается обратное интегрирование. В результате на выходе  $U_{a1}$  формируется прямоугольный сигнал, а на выходе  $U_{a2}$  — треугольный. Если мы подадим колебание треугольной формы на усилитель-ограничитель, то дополнительно получим трапецевидный сигнал. Эти основные формы можно дополнительно изменять модификацией цепи обратной связи. На рис. 15.15 показаны возможные формы цепей.



**Рис. 15.15.** Цепи обратной связи к схеме по рис. 15.14

При помощи обычного переменного сопротивления (рис. 15.15, а) можно регулировать частоту на выходе, т. к. в этом случае меняется скорость нарастания напряжения в интеграторе. В цепи на рис. 15.15, б потенциометр зашунтирован для положительных напряжений диодом, в результате возникает колебание пилообразной формы с крутым спадом импульса. Цепь, изображенная на рис. 15.15, в, позволяет варьировать крутизну отдельных фронтов импульса, что для прямоугольного сигнала на выходе соответствует изменению скважности. Однако частота здесь остается неизменной, т. к. суммарное время интегрирования и дезинтегрирования остается постоянным.

Потенциометр можно заменить цифроаналоговым преобразователем (рис. 15.15, г). Поданное цифровое значение влияет на частоту генератора. Для положительного и отрицательного напряжения в точке X применяется автономный ЦАП, здесь по отдельности регулируются соотношения фронтов импульса.

Для генерации ступенчатых напряжений в цепи обратной связи можно включить аналоговый коммутатор. Вид выходного сигнала зависит от скважности переключения и значения сопротивления (рис. 15.15, *д*).

С помощью нелинейных каскадов можно получить множество других функциональных форм. В качестве примера упомянем логарифмирующий усилитель для управления индикатором уровня.

## 15.4.2. Цифровая генерация функций

Цифровая генерация функций осуществляется согласно тем же самым методам, как и формирование синусоидальных колебаний. Значения функции записываются в соответствующей области памяти и далее передаются в ЦАП аппаратно или программно. Конкретная реализация той или иной функции ограничивается только техническими параметрами схемы.

Для контроля иногда целесообразно выводить таблицу адресов значений функции. Получающееся пилообразное напряжение совпадает с периодом функции и может использоваться для внешней синхронизации.

## 15.5. Кодовые последовательности импульсов

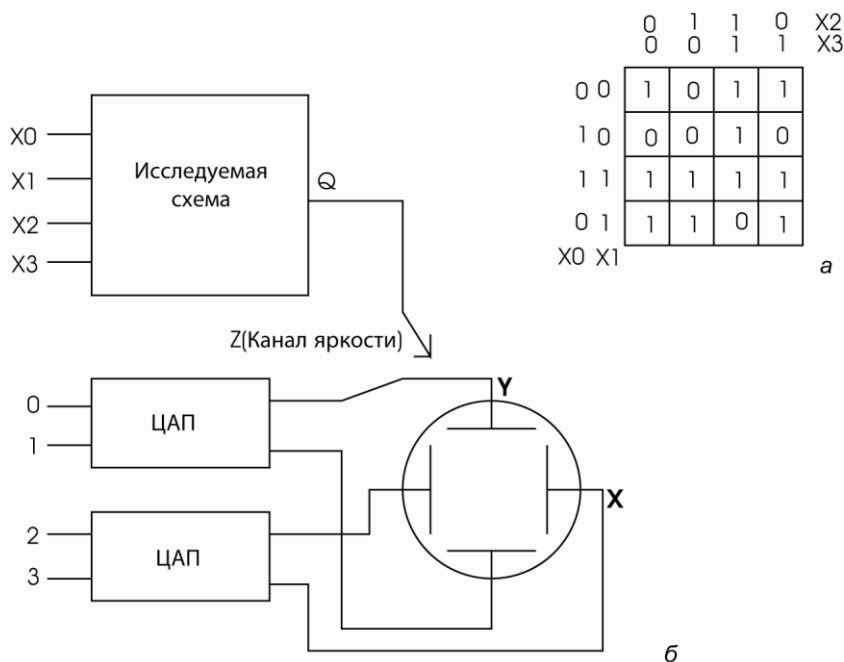
Особый случай, который часто встречается в цифровой технике, — генераторы кодовых импульсных последовательностей. При этом речь идет обычно о многоканальных генераторах последовательностей прямоугольных импульсов, структуру которых можно задавать произвольным образом. Каналы, как правило, синхронизированы между собой. Такие кодовые последовательности требуются, прежде всего, для проверки цифровых схем. В этом случае иногда говорят о тестовых векторах.

Обычный цифроаналоговый преобразователь в этом случае уже не подойдет. Данные из памяти непосредственно выводятся в виде многоканальной комбинации разрядов. В промышленных генераторах выходные сигналы часто подаются на дополнительные формирующие каскады для достижения определенных уровней и динамических свойств.

В качестве примера мы рассмотрим простое устройство для тестирования комбинаторных логических схем. Комбинаторную схему можно описывать, в том числе при помощи карты Карно (рис. 15.16, *а*). При наличии генератора кодовых последовательностей можно собрать испытательную схему, показанную на рис. 15.16, *б*. На устройство подается кодовая комбинация. Выходной сигнал модулирует яркость луча осциллографа. Если немного расфокусировать луч, то логической единице будет соответствовать светлое пятно, а логическому нулю — отсутствие свечения. Значения адресов таблиц подаются на два цифроаналоговых преобразователя, вырабатываемые ими напряжения отклоняют луч осциллографа в направлениях  $X$  и  $Y$ . В результате на экране возникает изображение карты Карно. Так как младшие разряды адреса соответствуют оси  $X$ , развертка луча осуществляется по горизонтали.

Содержимое таблицы (кодовая комбинация) соответствует позиции луча, в нашем примере получаются следующие десятичные значения (по возрастанию):

0, 4, 12, 8, 1, 5, 13, 9, 3, 7, 15, 11, 2, 6, 14, 10.



**Рис. 15.16.** Устройство для проверки цифровых комбинаторных схем:  
а — структурная схема; б — карта Карно

## 15.6. Интегральные генераторы функций

Выпускается не так много универсальных микросхем-генераторов функций. Больше всего компонентов разработано для звуковых или других специальных устройств.

Известный представитель — микросхема 8038СС, которая содержит стабилизированный регулируемый генератор прямоугольного, треугольного и синусоидального сигналов. Благодаря эффективной частотной и температурной стабилизации он хорошо подходит для систем фазовой автоподстройки частоты. Управляющее напряжение позволяет менять частоту в соотношении 1:1000.

Схема, изображенная на рис. 15.17, предназначена для режима вобуляции, но подходит и для формирования сигналов с частотой, зависящей от напряжения. Операционный усилитель на входе служит для инвертирования опорного потенциала, необходимого при указанной полярности входного напряжения. Резисторы R4 и R5 служат для оптимизации параметров синусоидальных колебаний и обеспечивают

величину коэффициентов гармоник менее 1% в диапазоне до 20 кГц. При генерации синусоидального колебания резисторы  $R_a$  и  $R_b$  должны иметь одинаковые значения, т. к. они определяют скважность, а напряжение синусоидальной формы должно быть симметричным.

Если какой-нибудь из резисторов заменить потенциометром, то появляется возможность точной подстройки частоты. Регулируя сопротивление, можно менять скважность в пределах 1 до 99%. При равных значениях резисторов  $R_a$  и  $R_b$  частота определяется в соответствии с соотношением  $f = 0,3/R_a \times C$ .

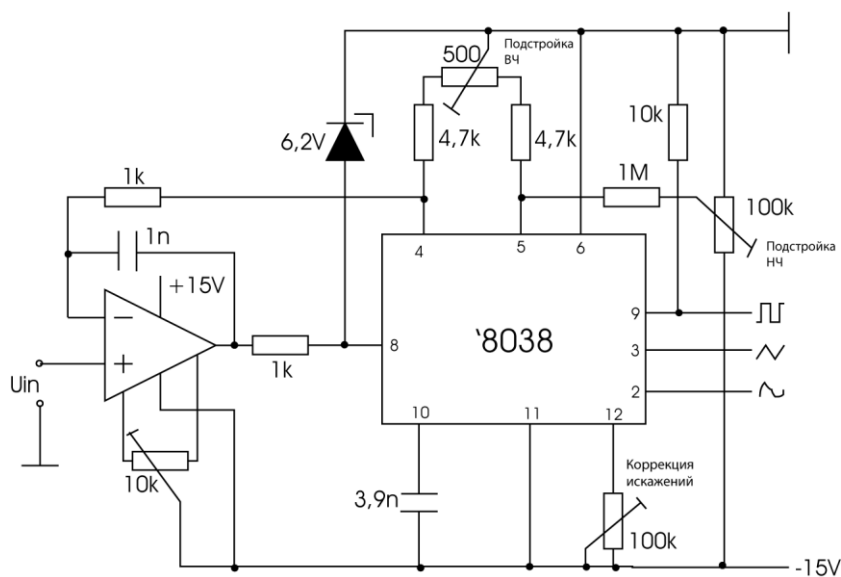
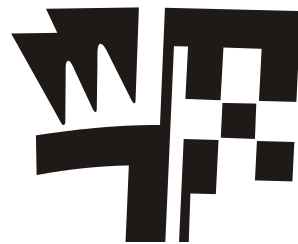


Рис. 15.17. Генератор функций на микросхеме 8038 [15.2]

Управляющий прямоугольный сигнал имеет уровень ТТЛ. Подойдет, например, каскад с открытым коллектором и резистором, подключенным к положительному потенциалу источника питания. Поскольку амплитуды трех выходных сигналов различны, их необходимо скорректировать, пропустив через дополнительные усилители.



## Глава 16

# Измерение частоты и времени

Измерить время и частоту несложно, т. к. их легко преобразовать в цифровую форму. При этом временные измерения обычно оказываются более точными. Погрешность измерения временных интервалов возникает из-за недостаточной точности опорного сигнала. При использовании кварцевых резонаторов временные интервалы можно измерять с большей точностью, чем, например, ток или напряжение. Простой часовой кварц с точностью  $10^{-5}$  уже соответствует 16-разрядной точности.

Кроме того, при определении частоты сигнала нам важно распознать только два состояния: рост или падение напряжения, что в принципе уже почти аналогично цифровым методам, остается только адаптировать соответствующие уровни.

## 16.1. Измерение частоты

Частота определяется как число изменений состояния сигнала за единицу времени, т. е. как число колебаний в секунду. Чтобы реализовать метод измерения частоты, можно подсчитывать колебания в течение определенного времени. Для измерения частоты потребуются три блока: счетчик, схема стробирования и эталон времени, который точно задает длительность измерения (рис. 16.1, а).

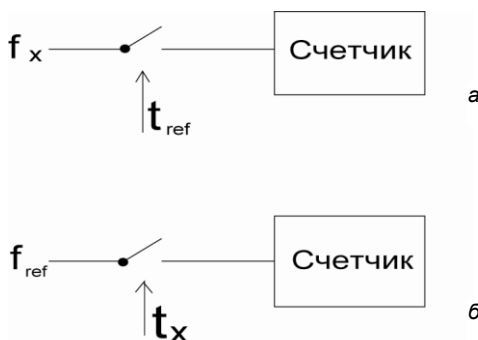


Рис. 16.1. Принцип измерения частоты и временных интервалов

Схема стробирования запускается от эталонного таймера на определенное время и число импульсов (колебаний) регистрируется в счетчике как  $N$ . Частота рассчитывается по формуле:

$$f = N/t_{ref}.$$

При этом период эталонного сигнала получается делением частоты кварцевого резонатора и выражается, в большинстве случаев, в виде декадной сетки частот.

При измерении временных интервалов в схеме стробирования просто меняют входы (рис. 16.1, б). Схема стробирования запускается входным сигналом на неизвестное время, в течение которого подсчитывают импульсы опорной частоты. Частота соответствует единице отсчета времени, т. е. при частоте 1 МГц каждый цифровой импульс означает отсчет времени, равный 1 мкс. Измеренное время получается из соотношения:

$$t = N/f_{ref}.$$

## 16.2. Погрешность при измерении частоты

При измерении частоты и временных интервалов мы должны учитывать два источника погрешности: стабильность эталонной частоты и погрешность дискретизации, обусловленную методом измерения. Погрешность дискретизации не зависит от измеряемой величины и возникает в результате сравнения двух дискретных величин (рис. 16.2).



Рис. 16.2. Происхождение погрешности дискретизации

Если запускать схему стробирования на постоянное время, то из-за неопределенного временного интервала до первого зарегистрированного импульса итоговое состояние счетчика может оказаться разным. Так как точный результат заранее не известен, показания счетчика увеличивают (или уменьшают) на единицу. Следовательно, точность измерения можно оценить так:

$$\text{Частота} = \frac{\text{Полученное значение} - \text{Истинное значение}}{\text{Полученное значение}} = \frac{\pm 1}{\text{Полученное значение}}.$$

Как видим, точность измерения возрастает при увеличении показания счетчика. Исходя из требуемой точности и ожидаемого значения измеряемой величины, можно рассчитать необходимое время стробирования.

Нестабильность опорной частоты проявляется, прежде всего, при максимальной разрядности индикатора. Точность измерения определяется, как только что было показано, ошибкой в один отсчет ( $\pm 1$ ). Чем больше разрядов, тем выше потенциальная точность. Если погрешность измерения, обусловленная числом разрядов, меньше, чем погрешность опорного сигнала, последняя становится определяющим. Если требуется измерить, например, частоту 1 МГц и используется счетчик с 7-разрядным индикатором, время стробирования равно 1 с, а эталонное время задано с точностью  $10^{-5}$ , то погрешность измерения, обусловленная нестабильностью эталонного генератора, может достигать 10 мкс. Это составляет порядка 10 колебаний входной величины. Суммарная погрешность включает еще ошибку дискретизации и составляет  $10^{-6} + 10^{-5}$ . На практике часто пренебрегают меньшим слагаемым, поскольку опорный генератор хороших измерительных приборов является достаточно точным (табл. 16.1).

**Таблица 16.1.** Погрешность источников опорной частоты

| Тип генератора                                    | Погрешность                        |
|---------------------------------------------------|------------------------------------|
| Часовой кварц                                     | От $10^{-4}$ до $2 \times 10^{-5}$ |
| Высокодобротные кварцы                            | До $5 \times 10^{-6}$              |
| Кварцевый генератор с температурной стабилизацией | До $10^{-8}$                       |
| Эталонный кварцевый резонатор                     | От $10^{-9}$ до $10^{-11}$         |

## 16.3. Режимы измерения частоты и длительности

Комбинируя информационные и управляющие сигналы на входе схемы стробирования, можно реализовать разные режимы измерения. Рассмотрим упрощенную счетную схему, изображенную на рис. 16.3.

В первом положении переключателя запускается стандартное измерение частоты. Входной сигнал проходит через схему стробирования, которая управляется от опорного генератора.

Во втором положении переключателя проводится измерение временных интервалов в течение заданного периода. Схема стробирования запускается по фронту импульса вплоть до следующего импульса. Так можно измерять период следования импульсов.

Второй вход измерительной системы можно использовать для управления. В третьем положении переключателя измеряется отношение частот. Процесс аналогичен измерению частоты с внешним опорным сигналом.

Если схема стробирования постоянно включена (переключатель в четвертом положении), то осуществляется счет импульсов.



Рис. 16.3. Принципиальная схема коммутации способов измерения

В пятом положении переключателя устройство снова измеряет временные интервалы. В этом случае задействовано два входа и над сигналами выполняется логическая операция так, что схема стробирования функционирует в режиме запуска и останова. В результате получается несколько вариантов измерения параметров импульса. Кроме того, возможна настройка уровней срабатывания входных пороговых каскадов. Перечень режимов измерения приведен в табл. 16.2.

Таблица 16.2. Режимы измерения временных интервалов

| Вход  | Уровень              | Полярность | Назначение                                                                                             |
|-------|----------------------|------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| A=B   | Pa=Pb                | A+ B–      | Измерение длительности импульса высокого уровня                                                        |
| A=B   | Pa=Pb                | A– B+      | Измерение длительности импульса низкого уровня                                                         |
| A , B | Pa=Pb                | A+ B+      | Измерение временного сдвига двух импульсов. Измерение времени прохождения сигнала, а также сдвига фазы |
| A=B   | Pa=0,1Ue<br>Pb=0,9Ue | A+ B+      | Измерение времени фронта импульса                                                                      |
| A=B   | Pa=0,9Ue<br>Pb=0,1Ue | A– B–      | Измерение времени спада импульса                                                                       |

В зависимости от полярности соответствующий фронт импульса на входе А приводит к запуску схемы стробирования, а на входе В — к ее останову.

Последние два режима подходят, например, для определения времени заряда и разряда. При измерении времени нарастания сигнала в наносекундном диапазоне обычные счетные схемы не подходят вследствие их большой инерционности.

## 16.4. Измерение частоты с помощью микроконтроллера

Современные микроконтроллеры содержат в большинстве случаев блок захвата данных, при помощи которого можно измерять временные интервалы. При поступлении импульса блок захвата сохраняет текущее показание счетчика в регистре. По разнице значений счетчика для двух следующих друг за другом событий и известной частоте счета можно определить интервал времени между обоими событиями.

Важно, что этот регистр необходимо программно очищать сразу после записи данных в память, чтобы освободить ячейки для следующего события. Поэтому минимально возможное измеряемое время ограничивается величиной в несколько десятков микросекунд.

Используя счетчик и таймер можно организовать счет событий, например, поступающих импульсов. Некоторые микроконтроллеры могут стробироваться внешним сигналом или получать управление от другого таймера, что позволяет измерять частоту. Возможности ограничивает, прежде всего, относительно небольшой 16-разрядный счетчик, емкость которого в принципе можно увеличить с помощью программного обеспечения.

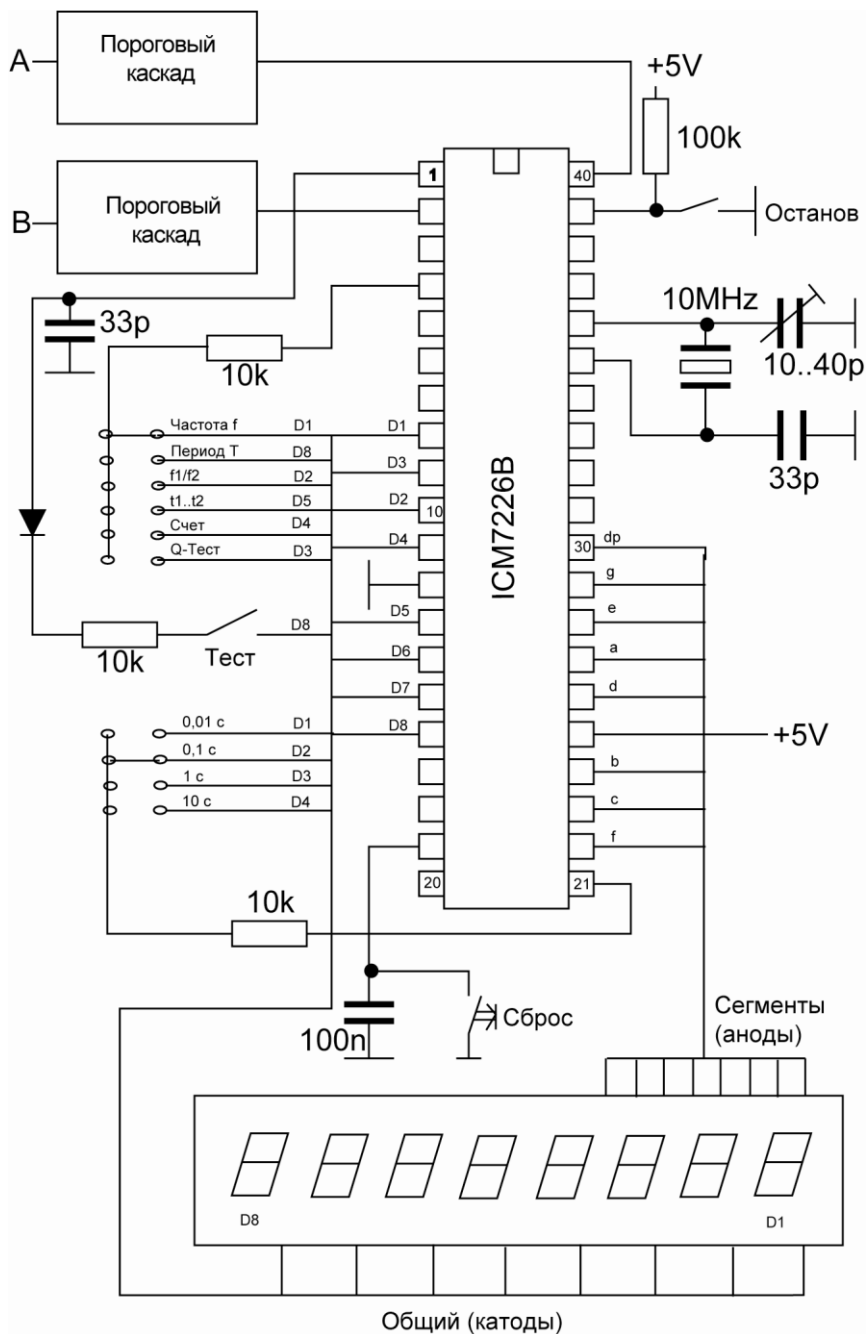
## 16.5. Структура цифровых счетчиков

В завершение главы приведем еще два примера измерения частоты: с помощью интегрального счетчика ICM7226 и на дискретных элементах.

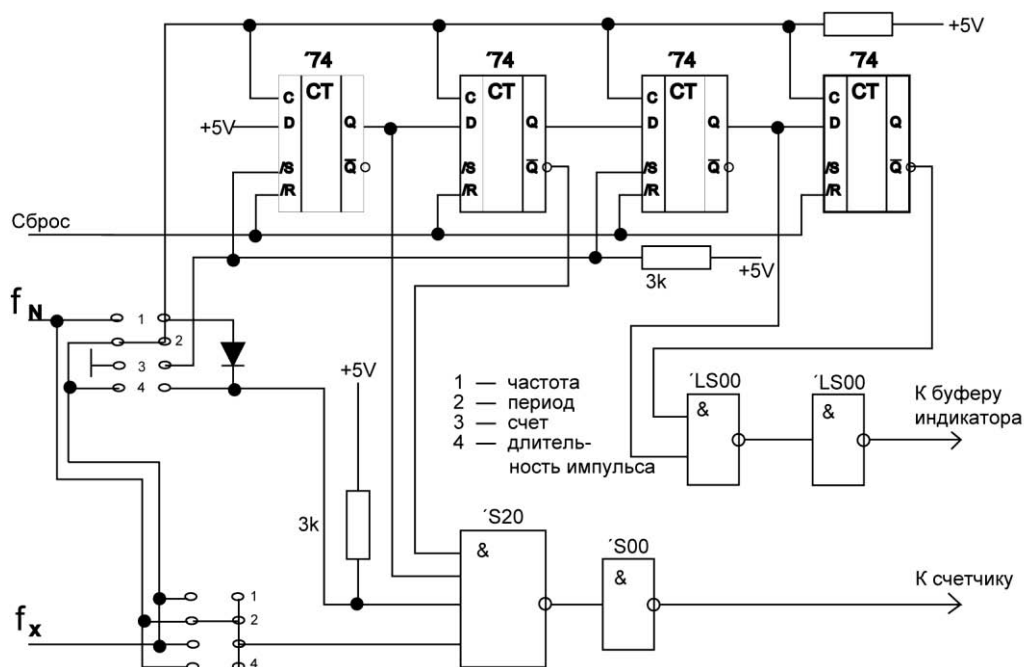
Микросхема ICM7226 представляет собой 8-разрядный счетчик-делитель частоты. Он имеет два входа и обеспечивает все ранее рассмотренные режимы измерения. Время стробирования задано в пределах от 10 мс до 10 с. При наличии восьми разрядов максимально возможная измеряемая частота равна 10 МГц. Простая схема подключения взята из источника [16.1] (рис. 16.4).

К микросхеме ICM7226А нужно подключать индикаторы с общим анодом, к ICM7226В — с общим катодом.

Пример на дискретных компонентах (рис. 16.5) иллюстрирует самую главную часть счетчика — схему стробирования.



**Рис. 16.4.** Счетчик на микросхеме ICM7226



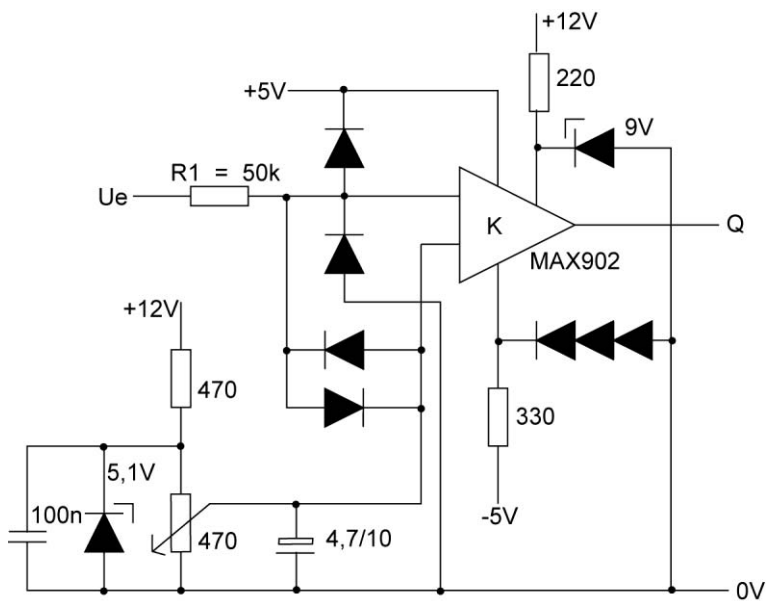
**Рис. 16.5.** Схема стробирования универсального счетчика

Схема стробирования должна обеспечивать высокую точность стробирующего интервала. Строб-импульс должен формироваться по сигналу запуска.

Рассмотрим подробнее процесс измерения частоты. В исходном состоянии выходы всех триггеров имеют высокий уровень и все функции отключены. По сигналу Reset (Сброс) все триггеры устанавливаются в низкий уровень и счетчик очищается. Следующий фронт импульса опорного генератора устанавливает высокий уровень на выходе FF1 (Триггер 1), вследствие чего запускается схема стробирования. По истечении периода опорного сигнала на выходе FF2 устанавливается высокий уровень, и схема стробирования отключается. Со следующим тактом опорного сигнала FF3 становится активным, вследствие чего формируется импульс записи показаний в регистр. После четвертого такта схема возвращается в исходное состояние и показания счетчика можно считать из регистра. После этого прохождения процесс измерения завершен. Если процесс автоматически повторяется через заданный интервал времени, то по спаду импульса может инициализироваться вывод ZYKL одновибратора, который формирует импульс Reset.

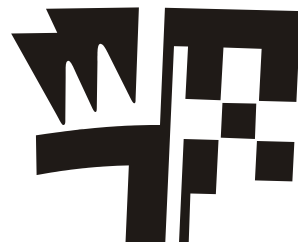
В режиме непрерывного счета четыре триггера отключены от тактовой частоты и на выходах FF1 и FF3 присутствует высокий уровень. Схема стробирования запускается сигналом Reset и данные доступны для считывания из регистра.

Для построения пороговых схем выпускают различные комплектующие. Схема, приведенная на рис. 16.6, обладает высокой чувствительностью и совместима по выходным сигналам с уровнями ТТЛ.



**Рис. 16.6.** Пороговая схема с MAX902 [16.2]

Полупроводниковые стабилитроны служат для смещения рабочих точек и защиты от недопустимых входных напряжений. При этом максимально возможное входное напряжение определяется только рассеиваемой мощностью резистора  $R1$ .



## Глава 17

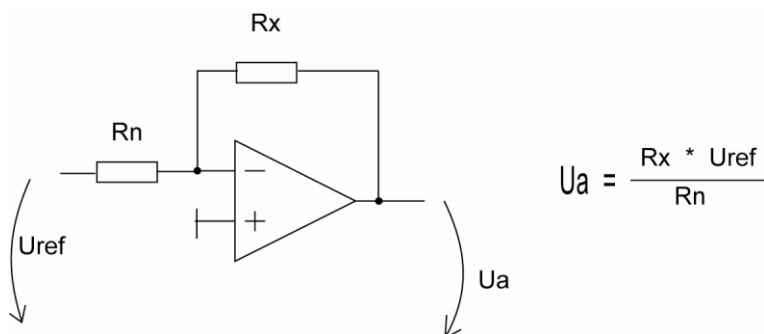
# Еще несколько схем и средств измерений

В завершение обзора аналоговой измерительной техники в этой главе будут рассмотрены еще несколько примеров. Описанные здесь аналоговые методы измерения можно успешно сочетать с цифровыми, применяя соответствующие микросхемы.

### 17.1. Измерение сопротивления

Трудность измерения сопротивления состоит в том, что конечный результат в большинстве методов получается косвенно. Непосредственная взаимосвязь измеряемой величины с сопротивлением обеспечивала бы более высокую точность.

Линейная зависимость получается, если измеряемое сопротивление включить в цепь обратной связи операционного усилителя (рис. 17.1).



$$U_a = \frac{R_x * U_{ref}}{R_n}$$

Рис. 17.1. Измерение сопротивления при помощи ОУ

Напряжение на выходе инвертирующего ОУ равно:  $U_a = -U_{ref} \times (R_x/R_n)$ . Таким образом, выходное напряжение прямо пропорционально отношению сопротивлений, причем резистор  $R_n$  представляет собой эталонное сопротивление. Эта схема особенно подходит, если значение резистора  $R_x$  будет больше чем  $R_n$ .

Если сопротивление  $R_x$  будет меньше  $R_n$ , то может возникнуть нестабильность и увеличиться погрешность, т. к. на результат влияют такие факторы, как конечный

коэффициент усиления ОУ, напряжение смещения и ток утечки. Кроме того, точность измерения определяется также стабильностью опорного напряжения.

Проблему решает метод логометрического измерения отношения сопротивлений. Учитывается тот факт, что к некоторым АЦП возможно подключение внешнего источника опорного напряжения. Результат на выходе такого аналого-цифрового преобразователя соответствует отношению входного и опорного напряжения, согласно формуле:

$$N = U_e \times N_{\max} / U_{\text{Ref}}$$

где  $N_{\max}$  — максимально возможное цифровое значение. Если через эталонное и измеряемое сопротивления протекают одинаковые токи, то после преобразования соотношение можно записать так:

$$N = I \times R_x \times N_{\max} / (I \times R_n) = R_x \times N_{\max} / R_n.$$

Видно, что измеряемый ток в итоговой формуле отсутствует. Результат преобразования прямо пропорционален отношению сопротивлений.

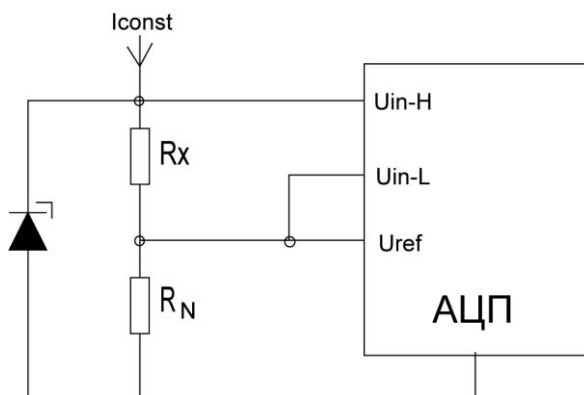


Рис. 17.2. Логометрический метод измерения сопротивления

При расчете параметров схемы, изображенной на рис. 17.2, нужно учитывать, что некоторые АЦП могут иметь дифференциальный вход. Входной ток аналого-цифрового преобразователя должен быть существенно меньше, чем ток через измеряемое сопротивление, чтобы исключить возникновение погрешности. Сопротивление источника опорного сигнала нужно рассчитывать так, чтобы падение напряжения на резисторе  $R_n$  не превышало 40% от максимального входного напряжения, в этом случае значение напряжения на входе АЦП не превысит 80% от допустимого. При отсутствии измеряемого резистора входное напряжение ограничивает полупроводниковый стабилитрон.

## 17.2. Измерение емкостей

Емкость можно определить, измерив временной интервал или частоту, т. к. взаимосвязь между этими величинами наиболее очевидна.

Самая простая возможность — использование одновибраторов, которые в зависимости от входного сигнала выдают импульсы заданной длительности. Пример приведен на рис. 17.3.

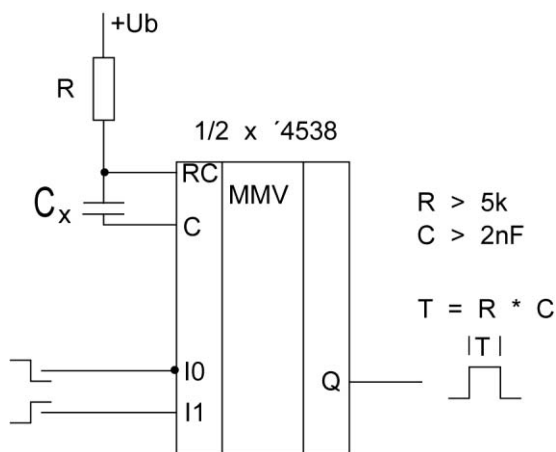


Рис. 17.3. Преобразование "емкость–время"

У большинства схем одновибраторов существует нижняя граница емкости, до которой они работают стабильно. Для схемы, изображенной на рис. 17.3, она равна примерно 2 нФ. Максимальное значение емкости в большинстве случаев не ограничено. Длительность выходного сигнала прямо пропорциональна емкости.

При необходимости измерения малых емкостей целесообразно использовать колебательные контуры. Схема, изображенная на рис. 17.4, позволяет измерять емкость до 10 пФ. Здесь напряжение питания следует дополнительно стабилизировать, т. к. флуктуации частоты приводят к ошибкам измерений. Минимум погрешности наблюдается при напряжении  $U_{DD} = 10$  В. Частота колебаний в описанной схеме прямо пропорциональна емкости.

Большие емкости измеряют с помощью интегратора. Определяется время нарастания напряжения на конденсаторе С при заданном зарядном токе. Выходной сигнал в виде импульса измеряемой длительности формируют два компаратора. Емкость можно рассчитать по следующим формулам:

$$C = I \times t / (U_2 - U_1)$$

или

$$C = U_e \times t / (R \times (U_2 - U_1)).$$

Еще одна простая схема приведена на рис. 17.5.

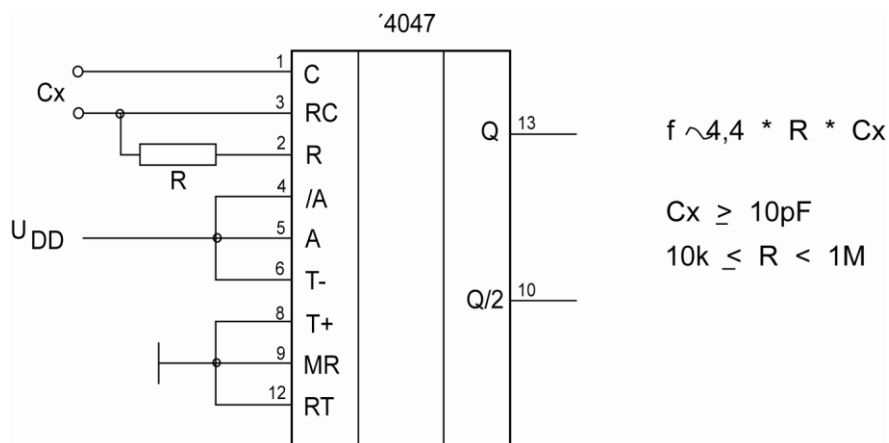


Рис. 17.4. Преобразователь "емкость–частота"

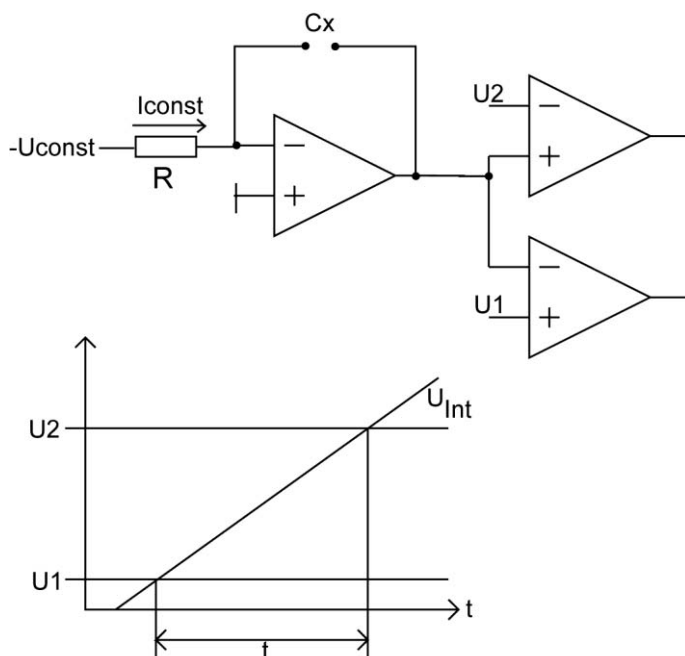


Рис. 17.5. Преобразователь "емкость–время"

### 17.3. Измерение амплитудно-частотной характеристики

При разработке низкочастотных усилителей и различных фильтров важно исследовать амплитудно-частотную характеристику.

Структурная схема устройства для снятия АЧХ приведена на рис. 17.6. Источником сигнала здесь должен быть генератор синусоидальных колебаний, т. к. все другие сигналы содержат слишком много гармоник, и результат оказывается неверным. Напряжение с выхода исследуемого устройства выпрямляется и сглаживается. Если входное напряжение остается постоянным, то сигнал на выходе представляет собой зависимость усиления от частоты.

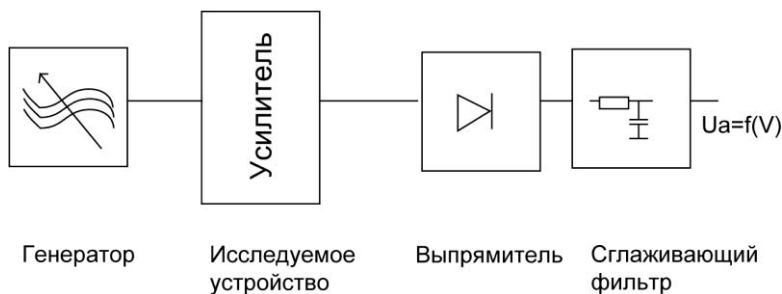


Рис. 17.6. Структурная схема измерителя амплитудно-частотной характеристики

Если генератор управляется напряжением, то на него можно подать сигнал из канала горизонтального отклонения осциллографа. Выходное напряжение подается на вход  $Y$ . В результате на экране возникает изображение АЧХ. Такой прибор называют измерителем АЧХ с качающейся частотой.

В цифровых регулируемых генераторах частоту задает процессор путем выбора из набора дискретных частот. Сигнал с выхода исследуемого устройства подается на АЦП и далее полученные цифровые данные анализируются в программе.

### 17.4. Вспомогательная шкала для осциллографа

Интересная цифровая приставка для осциллографа — вспомогательная измерительная шкала — взята из источника [17.1]. Она пригодна как для цифровых, так и для аналоговых измерений.

Схема, изображенная на рис. 17.7, состоит из трех компонентов: порогового устройства, счетчика и цифроаналогового преобразователя. Источник опорной частоты на кварцевом генераторе в схеме не показан.

При первоначальном запуске счетчика на выходах всех логических элементов присутствует низкий уровень, и, таким образом, рисуется горизонтальная линия. Когда

счетчик досчитает до пяти, на выходе логического элемента "И" появляется высокий уровень, вследствие чего возникает небольшой импульс. Его длительность равна половине периода тактовой частоты, а амплитуда зависит от соответствующих сопротивлений на выходе.

При значении счетчика, равном 10, один из выходных резисторов отключается, поэтому амплитуда импульса возрастает. Следующие по величине импульсы возникают при значениях счетчика, равных 50 и 100. В результате на осциллографе отображается шкала, расстояние между делениями которой определяется периодом тактового сигнала. При изменении масштаба развертки эта шкала растягивается или сужается, т. к. она не зависит от смещения.

Чтобы шкала не "бегала" на экране, она синхронизирована с разверткой. Эту задачу обеспечивает пороговая схема. Изменяя порог срабатывания, можно сдвигать нулевую точку шкалы на экране осциллографа так, чтобы обеспечить наиболее удобный отсчет.

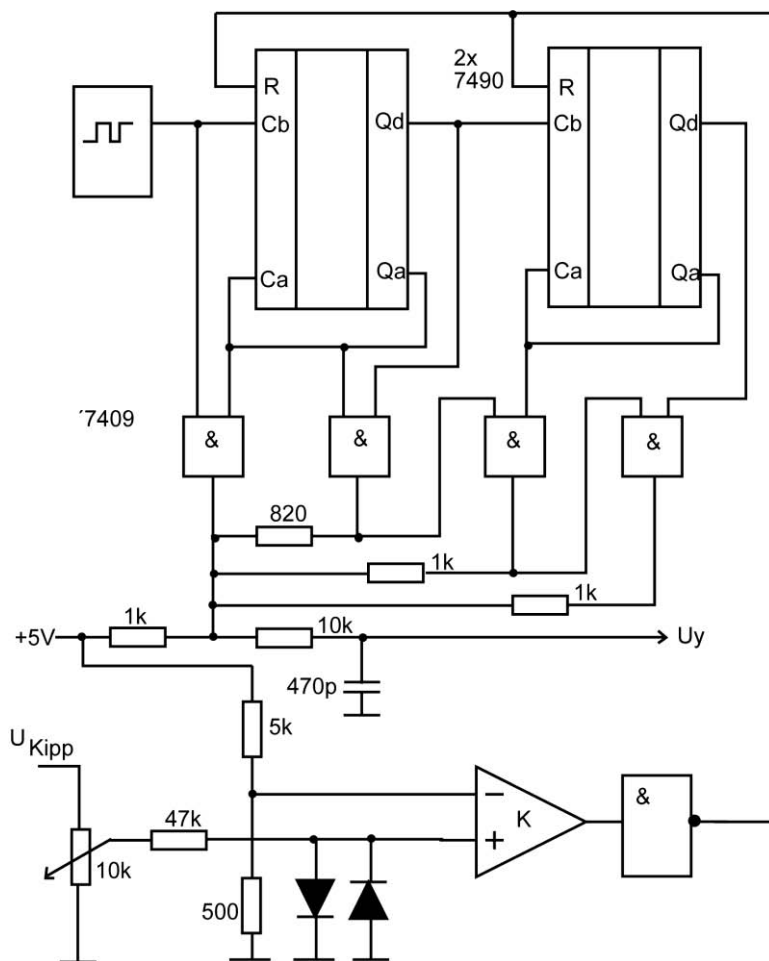


Рис. 17.7. Вспомогательная шкала для осциллографа



Устройство предназначено для контроля уровней ТТЛ. Чтобы переделать схему под уровни КМОП, нужно изменить значения пределов. Делитель должен быть по возможности низкоомным, т. к. через него течет ток, возникающий при превышении входного напряжения. Выбрав соответствующий операционный усилитель, можно питать схему от источника +5 В и в этих же пределах находится уровень входного сигнала ТТЛ. Можно собрать схему на логических элементах микросхем других серий и изменить напряжение питания. Нижняя граница напряжения составляет 3 В, верхняя — примерно 30 В.

Рассмотренный тестер регистрирует статическое состояние сигнала. Неприятности возникают из-за импульсных помех (выбросов), которые приводят к ошибочным срабатываниям. Длительность импульса для обыкновенных ТТЛ-компонентов должна быть меньше времени задержки распространения сигнала. Тогда можно отслеживать эти импульсы и регистрировать их с помощью счетчика или одновибратора.

При проверке чисто логических схем среднего быстродействия импульсные сигналы можно фиксировать с помощью D-триггера. При непосредственном присоединении ИС S74 к контрольной точке можно регистрировать импульсы длительностью 7,5 нс. При применении усовершенствованных быстродействующих КМОП-микросхем с ТТЛ-совместимыми каскадами это значение оказывается еще меньше. Если требуется работа с еще более короткими импульсами, то входные каскады нужно собирать на микросхемах эмиттерно-связанной логики (ECL — Emitter-Coupled Logic).

## 18.2. Регистрация изменения цифровых сигналов во времени

Регистрация процесса изменения во времени для цифровых сигналов значительно сложнее, чем для аналоговых. Если речь идет о циклически повторяющихся последовательностях, можно работать при помощи многоканального осциллографа. Однако в цифровой технике намного чаще встречаются однократные последовательности сигналов.

Исследовать последовательность импульсов можно с помощью логического анализатора, сопряженного с многоканальным осциллографом. Но в памяти такого устройства сохраняются не аналоговые значения уровня, а только логические состояния сигналов. Дополнительный учет импульсных помех (выбросов), длительность которых намного меньше полезных сигналов, требует использования весьма быстродействующих измерительных средств.

При логическом анализе происходит циклический опрос состояний нескольких цифровых сигналов. Считанное состояние низкого или высокого уровня последовательно записывается в память.

Часто логические анализаторы строят на основе микропроцессоров, которые берут на себя управление записью и анализом данных. Технически критические блоки — это пробники, входные каскады и буферная память. Блок-схема логического анализатора приведена на рис. 18.2.

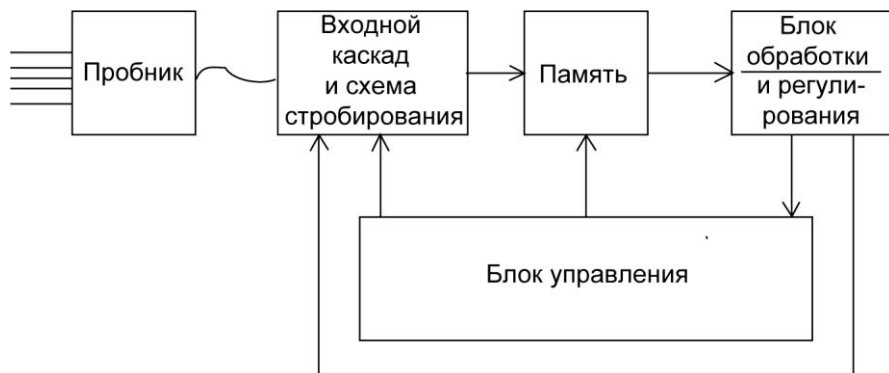


Рис. 18.2. Блок-схема логического анализатора

При оценке и выборе логических анализаторов можно исходить из трех основных критериев:

- ☐ число каналов;
- ☐ минимальная временная разрешающая способность;
- ☐ вид запуска.

Так как в цифровых схемах очень важно анализировать всю совокупность сигналов, требуется несколько каналов обработки. Например, контроль устройства с 8-разрядным процессором уже потребует в общем случае наличия 32-х каналов, чтобы зарегистрировать все важные сигналы на шине (16 адресов, 8 данных, 8 управляющих сигналов). При специальных испытаниях или при соответствующих ограничениях иногда достаточно 8 или 16 каналов.

Временная разрешающая способность — это решающий параметр. Здесь нужно учитывать, что минимальный интервал между отсчетами измеряемого процесса был меньше  $1/4$  периода тактового сигнала. Это нужно для учета переходных процессов. Следовательно, для измерений в ЦПУ с частотой 10 МГц потребуется разрешение 25 нс.

Способ запуска сильно влияет на результаты измерения. Так как объем памяти для записи данных ограничен, то требуется по возможности более точный выбор момента времени записи. Для этого применяют три варианта схем запуска:

- ☐ Предварительный запуск — запись данных начинается с момента запуска.
- ☐ Запуск в середине — данные записываются в память циклически. По достижении последнего адреса процесс продолжается с первого. После запуска поло-

вина адресной области заполняется данными. Затем запись заканчивается. Объем сохраненной информации оказывается одинаковым до и после момента запуска.

- **Перезапуск** — в этом случае запись происходит, как и во втором варианте, но сигнал запуска прерывает ее. Поступившая информация фиксируется в памяти.

Эти виды запусков дополняются различными формами ввода данных и выбором сигналов, обеспечивающих запуск. Иногда есть еще предварительный делитель, который устанавливает число входных сигналов, при котором должен происходить запуск.

До сих пор мы говорили об анализе временных последовательностей. Если интервалы между событиями в схеме велики, то в большинстве случаев возможен анализ логических состояний. Тогда запись данных происходит при изменении выбранных сигналов. Так можно регистрировать очень редкие события и представлять их в цифровой форме. В подобной ситуации целесообразно запоминать момент наступления события, поскольку это может потребоваться при дальнейшем анализе и обработке данных.

Обслуживание периферийных устройств, блоков интерфейса и управления медленными процессами можно реализовать программными средствами. Один из примеров — программа для 8-разрядного процессора, обеспечивающая обмен данными через интерфейс принтера и последовательный интерфейс. При наибольшей скорости передачи данных, примерно от 50 000 до 100 000 бит/с, программного быстрого действия примерно 300 000 операций считывания в секунду еще достаточно. С помощью буфера данных большого объема можно добиться точной синхронизации.

## 18.3. Логические компараторы

Логические компараторы предназначены для тестирования цифровых компонентов методом сравнения. С этой целью к входам параллельно проверяемому изделию подключают второй аналогичный экземпляр. Одинаковые выходы тестируемой и эталонной микросхемы подключают к логическому элементу, реализующему операцию сравнения (исключающее ИЛИ), к выходу которого присоединен светодиод. Если при проверке светодиода не светятся, то характеристики исследуемого и сравниваемого комплектующих изделий идентичны. Если один из светодиодов светится, то проверяемый компонент неисправен, поскольку при идентичных комбинациях входных сигналов возникает другой результат.

Схема, приведенная на рис. 18.3, обеспечивает сравнение только состояний на выходах логических элементов. У промышленно выпускаемых логических компараторов возможен контроль состояний всех выводов цифровых компонентов, поэтому можно тестировать все совместимые микросхемы.

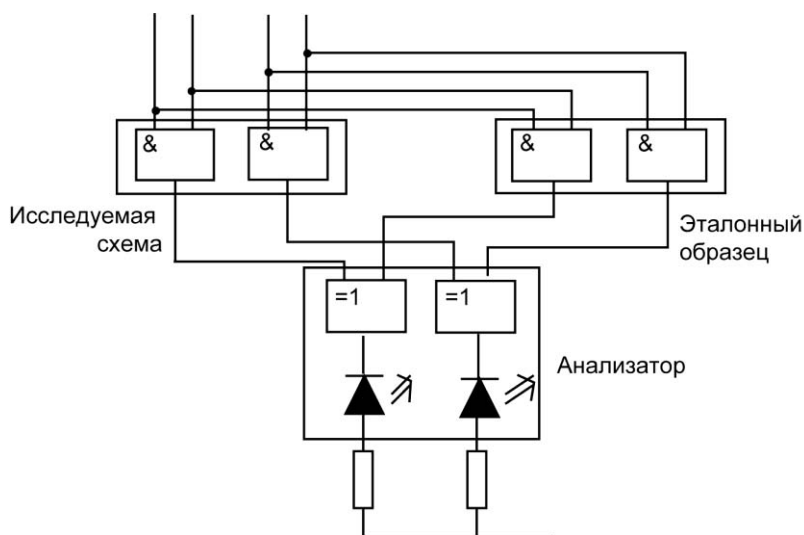


Рис. 18.3. Принцип действия логического компаратора

## 18.4. Сигнатурный анализ

Сигнатурный анализ используется редко. Идею метода можно сравнить с циклической коррекцией ошибок с помощью проверочных полиномов при передаче данных.

Если подавать на схему четко заданную последовательность логических сигналов высокого и низкого уровней, то на выходе правильно функционирующего устройства также появляется определенная комбинация сигналов. Если в схеме возникает ошибка, то результат изменяется. Путем сравнения заданного и полученного результатов можно проверить работоспособность схемы.

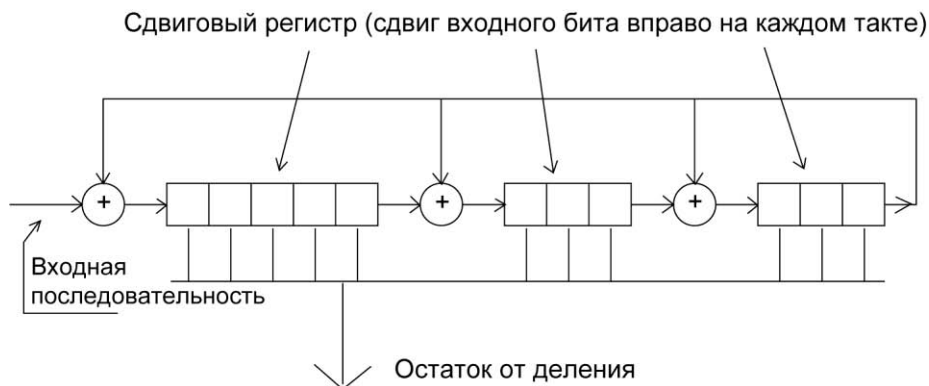
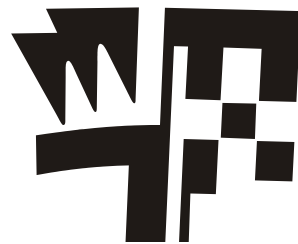


Рис. 18.4. Схема для сигнатурного анализа

В принципе, в некоторых случаях можно теоретически рассчитать результирующую последовательность и место неисправности. На практике обнаружение и локализацию ошибки осуществляют посредством сравнения.

Схема, изображенная на рис. 18.4, состоит из регистров сдвига и сумматоров. Благодаря обратной связи результат на выходе схемы сильно зависит от изменений входной последовательности, поэтому ошибки можно надежно распознать.

Фирма Tesla выпускает микросхему МН101, которая поддерживает четыре разных проверочных полинома [18.1]. В настоящее время проверочный полином вычисляют с помощью программируемой логической матрицы (FPGA — Field-Programmable Gate-Array) или реализуют программным обеспечением.



## Глава 19

# Каналы передачи информации и интерфейсы

Для передачи результатов измерения от первичного измерительного преобразователя к блоку обработки результатов используются стандартные интерфейсы. Они обеспечивают пользователю возможность присоединения измерительных преобразователей самых разных производителей. Аналоговая передача сигнала базируется на нескольких физических принципах. Цифровая передача данных в настоящее время имеет решающее значение для сенсорной техники.

В этой главе будет дан обзор стандартных измерительных интерфейсов заводского производства. Существуют универсальные изделия, как готовые, так и встраиваемые в разрабатываемые устройства.

### 19.1. Аналоговые каналы передачи

Для передачи сигналов в аналоговой форме подходят напряжение, ток, частота или длительность импульсной последовательности. Этими выходными величинами легко манипулировать и передавать их по двух- или трехпроводным линиям. При аналоговой передаче всегда происходит преобразование измеряемой величины в сигнал заданного динамического диапазона. Это означает, что, например, давление от 0 до 20 бар или температура от  $-20$  до  $50$  °C преобразуется в напряжение от 0 до 10 В. Очевиден первый принципиальный недостаток: на другом конце линии больше нет никакой информации об измеряемой величине.

Второй существенный недостаток аналоговых первичных преобразователей измеряемой величины — звездообразная топология соединений, т. е. каждый результат измерения отдельно передается на блок обработки. Поэтому при большом количестве датчиков возрастают затраты на их соединение.

Сравнение аналоговых каналов передачи приведено в табл. 19.1 (по данным [19.1]).

Аналоговые значения частоты и фазы отличаются от напряжения или тока тем, что они не реализуют "динамический" способ передачи сигналов. Точность передачи данных при этом оказывается выше, а поведение сигнала в линии связи подобно высокочастотным колебаниям.

Таблица 19.1. Свойства аналоговых каналов передачи

| Способ передачи           | Дальность передачи              | Число разрядов | Преимущества                                                                                                                       | Недостатки                                                                                                      |
|---------------------------|---------------------------------|----------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Напряжение                | Несколько десятков метров       | От 12 бит      | Простая генерация, относительно незначительная потребляемая мощность                                                               | Падение напряжения в линии передачи приводит к ошибкам                                                          |
| Ток в двухпроводной линии | До 1 км                         | До 12 бит      | Большая дальность связи, т. к. при передаче мала погрешность, только двухполюсное подключение                                      | Высокая рассеиваемая мощность, возможны только датчики с незначительным собственным потреблением                |
| Ток в трехпроводной линии | До 100 м                        | До 12 бит      | Большая дальность связи, т. к. при передаче мала погрешность, обеспечивает большой ток датчика                                     | Высокая рассеиваемая мощность                                                                                   |
| Частота                   | Зависит от средств коммуникации | До 20 бит      | Высокая динамика измеряемой величины, стабильная величина опорного сигнала (время), возможны альтернативные каналы передачи данных | Требуется большая полоса частот                                                                                 |
| Фаза (ШИМ)                | Зависит от средств коммуникации | До 12 бит      | Стабильная величина опорного сигнала (время), возможны альтернативные каналы передачи данных                                       | Требуется большая полоса пропускания канала, возможны погрешности из-за временного и частотного рассогласования |

### 19.1.1. Передача напряжения

Стандартизованный сигнал от 0 до 10 В — это базовый тип сигнала при передаче напряжения. Он не зависит от напряжения питания первичного преобразователя измеряемой величины, которое обычно находится в диапазоне от 15 до 30 В. Сопротивление нагрузки составляет, как правило, более 10 кОм.

Недостаток подобного способа передачи, прежде всего, в том, что выходной сигнал искажается при распространении по длинным каналам связи, т. к. их сопротивление вызывает падение напряжения. Может возникать также паразитное напряжение смещения, обусловленное токами в заземляющей шине.

Преимущество этого интерфейса — простота дешифрации сигналов. Напряжения из указанного диапазона можно оцифровывать и обрабатывать при помощи простых средств.

Существуют несколько особых вариантов интерфейса, которые отличаются диапазоном выходного напряжения. Например, иногда встречается интерфейс с напряжением от 0 до 5 В, который позволяет работать при меньшем напряжении питания. Сместив нулевую точку, например, на 1 В, можно избежать проблем с линейностью на начальном участке характеристики, которая может возникать в простых выходных каскадах измерительных преобразователей.

### 19.1.2. Логометрическая передача напряжения

Особенность логометрической передачи напряжения состоит в том, что результат измерения соотносится с напряжением питания  $U_v$ . Измерительные преобразователи данного типа эксплуатируются, как правило, с напряжением 5 В. Имеющийся в распоряжении диапазон выходного напряжения составляет тогда 5–95% от  $U_v$  (т. е. от 0,25 до 4,75 В) или 10–90% от  $U_v$  (т. е. от 0,5 до 4,5 В). В результате решаются проблемы линейности выходных каскадов при максимальном и минимальном уровнях сигнала.

Преимущество этого интерфейса заключается в несложном аналогово-цифровом преобразовании, т. к. здесь напряжение питания может использоваться как опорный сигнал для АЦП. Колебания напряжения питания исключаются. Этот тип интерфейса часто применяется при передаче сигналов в пределах устройства. Поскольку он технически прост, то и затраты на реализацию оказываются малыми.

### 19.1.3. Передача тока

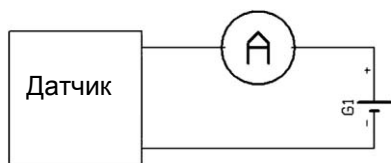
Главное преимущество этого типа интерфейса заключается в следующем: соединительные провода могут быть довольно длинными. Ток от первичного датчика вызывает падение напряжения в линии, поэтому необходимо увеличивать напряжение питания системы, но это не влияет на измеряемую величину.

В источнике электропитания ток, протекающий через полное сопротивление нагрузки, превращается в напряжение. Типичные значения нагрузки составляют 100 или 200 Ом. Максимальное значение — 600 Ом.

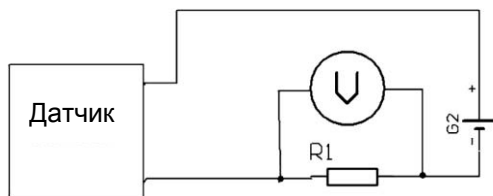
На практике распространено два варианта токового интерфейса: двух- и трехпроводные схемы.

### Двухпроводный интерфейс

К двухпроводному интерфейсу подключается только источник питания и измеряемая величина модулирует ток первичного датчика (рис. 19.1 и 19.2). Так как при преобразовании сигнала всегда имеют место потери, ток не может быть нулевым даже при наименьшем значении измеряемой величины. В качестве стандартного принят диапазон от 4 до 20 мА. Тем не менее, этот интерфейс пригоден только, когда электронные блоки потребляют ток менее 4 мА.



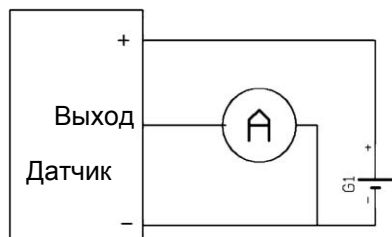
**Рис. 19.1.** Двухпроводный интерфейс с измерением тока



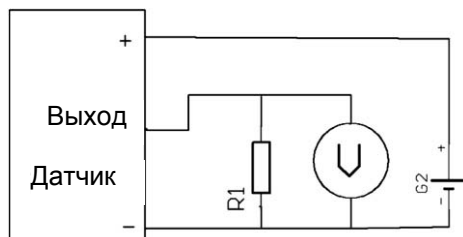
**Рис. 19.2.** Двухпроводный интерфейс с измерением напряжения на нагрузке

## Трехпроводный интерфейс

В трехпроводном интерфейсе подключение к источнику питания осуществляется стандартно. Источник тока через сопротивление нагрузки подсоединяется к общему проводу (рис. 19.3 и 19.4). При таком подключении возможно более высокое собственное потребление первичного датчика. Здесь стандартным является диапазон изменения тока от 0 до 20 мА. Однако часто встречается и вариант с диапазоном токов от 4 до 20 мА, чтобы гарантировать унификацию интерфейсов.



**Рис. 19.3.** Трехпроводный интерфейс с измерением тока



**Рис. 19.4.** Трехпроводный интерфейс с измерением напряжения

## 19.1.4. Передача частоты и широтно-импульсная модуляция

Преимущество передачи величин, базирующихся на интервалах времени, в том, что реализуется простая оцифровка и высокая точность. Частотно-модулированный сигнал можно легко регенерировать на протяжении линии передачи.

### Передача частоты

При передаче аналогового сигнала существует ограничение, обусловленное предельным разрешением измерительного сигнала (рис. 19.5). Причины заключаются, например, в наличии потерь канала передачи или помех. Падение амплитуды на омическом сопротивлении при передаче частотно-модулированного сигнала можно

скомпенсировать в точке приема, т. к. уровень сигнала не влияет на информацию. По этой же причине отсутствует погрешность из-за помех.

Благодаря указанным преимуществам частота применяется как носитель информации, прежде всего, в датчиках с большим динамическим диапазоном. Это, например, датчики света, которые имеют динамический диапазон от  $10^4$  и больше.

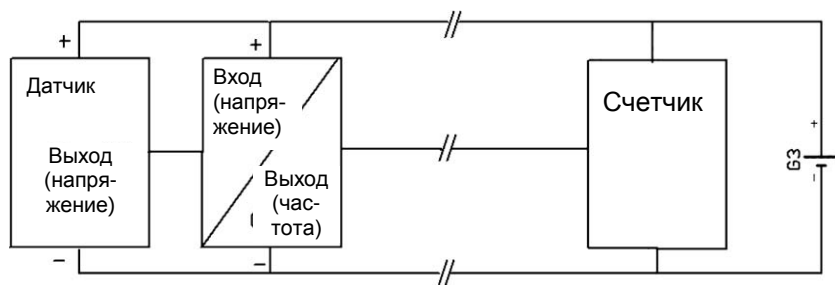


Рис. 19.5. Датчик с преобразователем "напряжение—частота"

## Широтно-импульсная модуляция

При широтно-импульсной модуляции (ШИМ, PWM) передается прямоугольный сигнал, в котором информационный сигнал воздействует на отношение периода повторения импульсов (от фронта до фронта импульса) к длительности (от фронта до спада импульса).

Такой сигнал не зависит от значения частоты и ее стабильности (рис. 19.6).

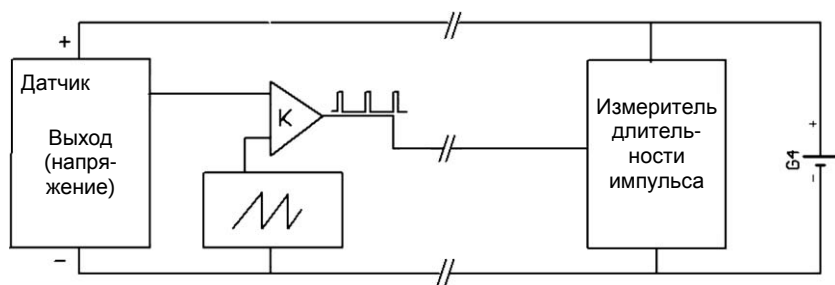


Рис. 19.6. Генерация ШИМ-сигнала

Основное преимущество данного интерфейса заключается в простоте технической реализации передатчика и приемника. Большинство микроконтроллеров снабжено блоком ШИМ.

Недостаток заключается в использовании прямоугольных сигналов, т. к. они содержат большое число гармоник и, следовательно, к каналу передачи данных предъявляются повышенные требования. Поскольку интервал времени между двумя фронтами им-

пульса содержит передаваемую информацию, то пологие фронты, вызванные ограниченной полосой пропускания линии связи, приводят к ошибке передачи. Это особенно проявляется, если передаются маленькие значения измеренной величины. Тогда требуется полоса пропускания намного шире, чем рассчитанная из условия максимальной рабочей частоты. Поэтому ШИМ-интерфейсы работают в полосе частот от нескольких сотен герц до единиц килогерц и обеспечивают точность 10–12 бит.

### 19.1.5. Четырех- и шестипроводный интерфейс

Этот интерфейс занимает особое место в сенсорной технике, т. к. разработан исходя из способа включения датчика (рис. 19.7). Он используется в основном для подключения пассивных измерительных элементов (например, датчиков температуры).

Основная идея — разделение питающих и измерительных линий датчика. Цель — компенсация падения напряжения в питающей линии, в то время как измеряемая величина передается по отдельным проводам непосредственно от датчика. Так как усилители измерительного прибора высокоомные, то по измерительным проводам ток не течет и падение напряжения отсутствует. В результате можно очень точно измерять малые напряжения даже при использовании длинных проводов.

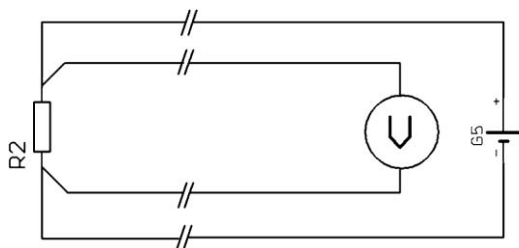


Рис. 19.7. Конфигурация четырехпроводного интерфейса

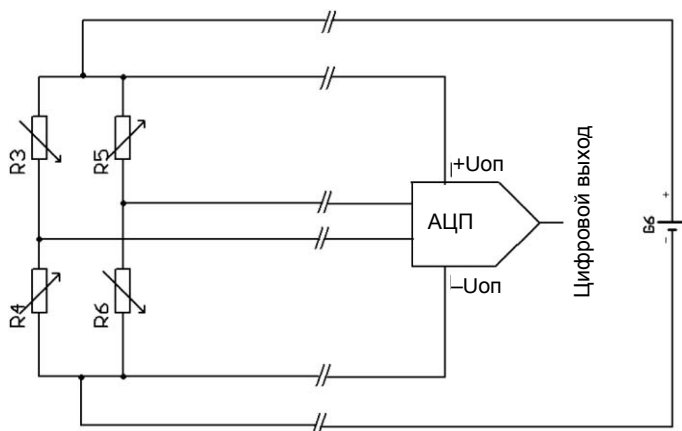


Рис. 19.8. Передача сигнала от мостовой схемы по шестипроводному интерфейсу

Таким образом, рассматриваемые интерфейсы целесообразны при измерении и передаче очень слабых сигналов с высокой точностью. Таким образом, возможна точность измерения до 24 бит, что необходимо, например, при использовании тензорезистора.

В шестипроводной схеме (рис. 19.8) к проводам питания и измерительным линиям добавляются два провода опорного сигнала, которые также не нагружены. Это необходимо, если должны передаваться напряжение с мостовой схемы и измеряемая величина. Напряжение с моста играет роль опорного источника для аналого-цифрового преобразователя.

## 19.2. Цифровые каналы передачи

В цифровом канале также происходит модуляция напряжения или тока. Здесь существует большое разнообразие вариантов. Цифровые интерфейсы часто оформлены в виде шины, что упрощает соединение кабелей. Все известные вычислительные сети основаны на трех видах топологии: "кольцо", "звезда" и "шина".

Решающее преимущество цифровых интерфейсов — большая информационная емкость. В блок обработки можно передать не только нормированный результат измерения, но и, например, сведения о диапазоне, измеряемых величинах, возможных предельных значениях датчика и другую более подробную информацию. Только эти дополнительные сведения позволяют автоматически администрировать и обслуживать сеть, состоящую из нескольких сотен датчиков.

Можно упомянуть и такие особенности цифровых интерфейсов, как гарантированная передача данных, исправление ошибок и двунаправленная коммуникация.

В табл. 19.2 приведен обзор некоторых цифровых каналов передачи данных.

**Таблица 19.2.** Свойства цифровых каналов передачи

| Интерфейс | Дальность передачи | Скорость передачи данных                            | Преимущества                                                                       | Недостатки                                                                                                                                                 |
|-----------|--------------------|-----------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| CAN       | До 1500 м          | До 1 Мбит/с                                         | Большая дальность передачи, простые драйверы, реализован в современных процессорах | Требуется объемное программное обеспечение протокола, множество суб-протоколов и специальных версий, требуются лицензии, маленькие пакеты данных по 8 байт |
| LON       | До 2700 м          | Примерно до 1 Мбит/с; типичное значение — 78 кбит/с | Очень большие сети, иерархическая структура                                        | Требуется объемное программное обеспечение протокола, высокие затраты на техническое обеспечение, требуются лицензии на программное обеспечение узлов      |

Таблица 19.2 (окончание)

| Интерфейс | Дальность передачи     | Скорость передачи данных | Преимущества                                                                                                     | Недостатки                                                                                                                 |
|-----------|------------------------|--------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| HART      | Несколько сотен метров | Примерно 100 байт/с      | Только два провода для подключения, может использоваться старое соединение посредством кабелей                   | Требуется объемное программное обеспечение протокола, очень медленный, только звездообразная топология, требуется лицензия |
| RS485     | Несколько километров   | До 1–15 Мбит/с           | Техническая база для других интерфейсов, простое исполнение (в большинстве случаев UART имеется в наличии в ЦПУ) | Отсутствие стандартизованного программного обеспечения, разное формирование протоколов                                     |
| Profi-Bus | До 9 км                | До 1–12 Мбит/с           | Простые аппаратные средства, большая разрядность, высокая скорость передачи данных                               | Требуется объемное программное обеспечение протокола, маленькие пакеты данных, требуется лицензия                          |
| I2C       | В пределах платы       | До 400 кбит/с            | Отсутствуют затраты, поэтому реализация проста, внедрен во многих микроконтроллерах, шинная топология            | Исключительно локальное применение, требуется лицензия                                                                     |
| SPI       | В пределах платы       | До 10 Мбит/с             | Отсутствуют затраты, поэтому реализация проста, реализован во многих микроконтроллерах, лицензия не требуется    | Только локальное применение, только соединение "точка–точка"                                                               |
| IEEE 1451 | В пределах платы       | До 2 кбит/с              | Поддерживается многими микроконтроллерами, поскольку основан на SPI-версии, лицензия не требуется                | Исключительно локальное применение, обеспечивает лишь простой протокол                                                     |

**ПРИМЕЧАНИЕ**

Указанные в табл. 19.2 необходимые лицензии относятся к производителю соответствующих компонентов, а не к пользователю.

Цифровые интерфейсы требуют, в общем случае, объемного программного обеспечения для реализации трафика между передатчиком и приемником. Поэтому, как

на стороне первичного преобразователя измеряемой величины, так и в устройстве обработки и управления требуется процессор.

Рассмотренные далее примеры охватывают только малую часть прикладной области сенсорной техники.

## 19.2.1. Группа интерфейсов CAN

Под общим названием CAN подразумевают несколько протоколов передачи. Сама CAN-шина применяется преимущественно для передачи данных или как средство защиты. Применительно к 7-уровневой модели взаимодействия ISO-OSI говорят о высоком уровне или о протоколах прикладного уровня.

### Протокол CAN

Протокол CAN определен стандартом ISO 11898. Речь идет о протоколе, ориентированном на передачу данных. Все участники обладают равным доступом к шине. Для назначения приоритетов сообщений предусмотрено 11 бит или идентификатор длиной 29 бит. Один пакет передачи переносит до 8 байт полезных данных. Скорость передачи обратно пропорциональна масштабу сети и может достигать 500 кбит/с (при 100 м) и 50 кбит/с (при 1,5 км). Максимальная скорость передачи составляет 1 Мбит/с. Число устройств в сети ограничено выбранными драйверами. В настоящее время к сети могут подключаться 64 устройства. В качестве линии связи часто используют витую пару. Возможно применение волоконно-оптических линий.

Важные сообщения с малой задержкой могут передаваться, несмотря на высокую загрузку шины, с помощью распределения приоритетов посредством идентификатора. Таким образом, системный интегратор способен обнаруживать и устранять ошибки, несмотря на большую загрузку.

### Протокол CAN-Open

Международная ассоциация пользователей и производителей CAN-продуктов (CAN in Automation — CiA) разработала несколько механизмов для управления и исполнения узла сети. Управление сетью предназначено для корректировки режима работы передачи и приема для отдельных устройств. Соответствующие механизмы перечислены в документе CiA DS 301. Через LSS-метод (CiA DS 305) каждому устройству назначается скорость передачи и идентификатор.

Электронный паспорт (Electronic Datasheet, EDS) содержит функциональные возможности отдельных устройств в виде отдельного файла или непосредственно в устройстве.

Для каждой прикладной области создаются профили устройства. Для сенсорной техники предусмотрен профиль CiA DS 404, в котором зафиксированы конкретные параметры для цифровой передачи аналоговых результатов измерения. Наряду с кодированием результатов измерения задан параметр для дополнительной цифровой обработки измерительного сигнала.

Существует множество других профилей устройства и приложения. Пользователи создают новые профили. Это способствует широкому распространению и универсальному применению протокола CANopen.

### 19.2.2. LON

Шина локальной операционной сети (LON — Local Operating Network) предназначена для подключения большого числа датчиков и исполнительных механизмов. Сеть формируется иерархически. Уровни разбиваются на домены, суб-сети и узлы, причем домен может содержать 32 385 узлов. В системе возможно подключение до 248 доменов.

Общая длина сети может составлять несколько километров. Возможная скорость передачи зависит от топологии и масштаба сети и находится в пределах от 2 кбит/с до 1,25 Мбит/с.

### 19.2.3. HART

Интерфейс HART [19.5] реализует возможность получения дополнительной информации от датчика в аналоговых системах измерения. Система состоит из первичного датчика измеряемой величины и токового двухпроводного канала передачи данных. Аналоговый результат измерения передается непосредственно по линии связи (рис. 19.9).

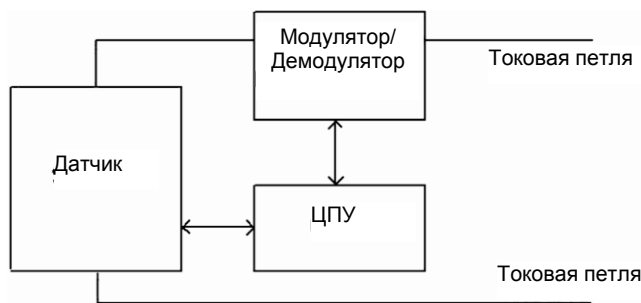


Рис. 19.9. Структура HART-датчика

Цифровая передача данных происходит благодаря модуляции переменного напряжения. Поскольку среднее значение переменного напряжения равно нулю, оно не влияет на аналоговый результат измерения. На обоих концах линии передачи устанавливается HART-модем, который осуществляет модуляцию или анализирует принятый сигнал. В результате к датчику могут посылаться команды и генерироваться ответ от него.

В протоколе реализован асинхронный полудуплексный процесс. Данные кодируются в соответствии с методом частотной модуляции, причем по умолчанию "0" — частота 2,2 кГц и "1" — частота 1,2 кГц. Скорость передачи данных относительно

мала: примерно 100 байт/с. Передача происходит с подключением "точка–точка" (звездообразная топология). Возможен режим шинной топологии, но тогда придется отказаться от аналогового результата измерения.

### 19.2.4. RS485

Интерфейс RS485 — это старый стандарт, который определяет больше физические условия, чем содержание и форму передачи. Речь идет здесь об асинхронной передаче данных в полудуплексном режиме работы, т. е. данные посылаются или принимаются последовательно ведущим устройством. В качестве шины используется витая пара с поперечным сечением жилы  $0,75 \text{ мм}^2$ , волновое сопротивление которой составляет 120 Ом. Данные посылаются в виде дифференциального сигнала, что обеспечивает хорошую помехоустойчивость. Возможно подключение до 32 устройств, которые могут распределяться на шине длиной до нескольких сотен метров. С помощью современных интегральных формирователей можно увеличить число устройств.

Интерфейс применяется в средствах автоматизации и является основой для других интерфейсов, например, Profi-Bus. В изображенном на рис. 19.10 задающем каскаде сопротивление R11 играет роль оконечной нагрузки шины. Его значение равно 120 Ом и соответствует волновому сопротивлению витой пары.

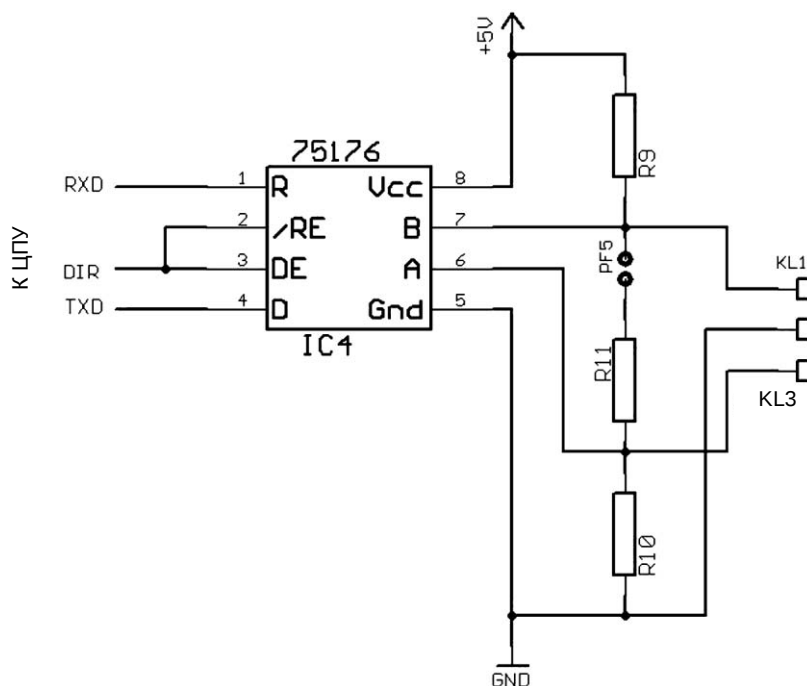


Рис. 19.10. Задающий каскад для интерфейса RS485

В некоторых промышленных устройствах, например, контроллерах S7 от компании Siemens, этот выходной каскад модифицируется для улучшения уровней при помощи резисторов R9 и R10. В этом случае применяют резисторы  $R11 = 220 \text{ Ом}$  и  $R9 = R10 = 390 \text{ Ом}$ . Сопротивление нагрузки при этом также равно  $120 \text{ Ом}$ .

## 19.2.5. Profi-Bus

Profi-Bus широко распространен в промышленности, т. к. обеспечивает очень большую дальность передачи и отличается простым подключением. Он базируется на интерфейсе RS485, несколько уровней программного обеспечения накладываются в зависимости от OSI-модели для обеспечения функциональности сети (рис. 19.11).

Типовая скорость передачи составляет 1 Мбит/с, при небольшой длине линии может достигать 12 Мбит/с. В каждом сегменте допустимо подключение до 31 устройства, причем сеть может расширяться последовательным соединением до четырех сегментов. Максимальное расстояние между двумя устройствами достигает 1,2 км, общая длина сети с мультипликаторами — до 9 км.

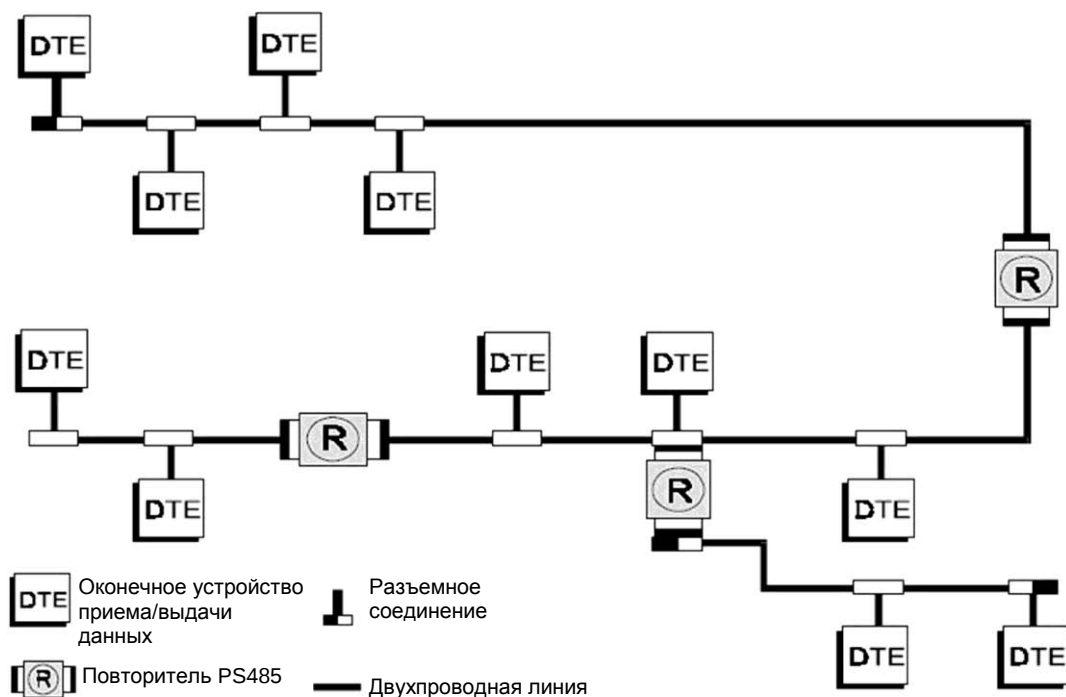


Рис. 19.11. Пример сети Profi-Bus [19.2]

## 19.2.6. I2C

I2C представляет собой последовательный интерфейс, ориентированный на побайтовую организацию, который разрабатывался для подключения схем на плате в области аудиотехники и видеотехники. Это синхронный двухпроводной интерфейс, который состоит из линий данных и тактовых импульсов. Обе линии двунаправленные и могут объединяться в шину. Число подключаемых устройств ограничивается доступной 7-битовой областью адреса и составляет 128.

Благодаря синхронной передаче данных этот интерфейс не предъявляет высоких требований к стабильности тактового сигнала и хорошо подходит для программной реализации. Во многих микроконтроллерах этот интерфейс реализован аппаратно. Так как эта шина работает без микросхемы-формирователя, ее длина ограничена несколькими десятками сантиметров.

В интерфейсе I2C передача данных осуществляется при помощи простого протокола со скоростью до 400 кбит/с. Запись данных обрамляется сигналами СТАРТ/СТОП. Первый байт после запуска содержит 7-разрядный адрес назначения и бит информации о направлении (бит записи/чтения). Следующие байты содержат передаваемые данные, структура которых определяется соответствующим устройством. Все переданные байты квитируются битом подтверждения (ACK/NACK).

Теоретически каждое устройство, подключенное к шине, может работать как ведущее или ведомое, на практике большинство компонентов (датчики, АЦП или ЦАП) конфигурируются как ведомые (рис. 19.12).

Так как интерфейс недорогой и экономичный, то он часто применяется для коммуникации в малогабаритных сенсорных устройствах с высокой степенью интеграции.

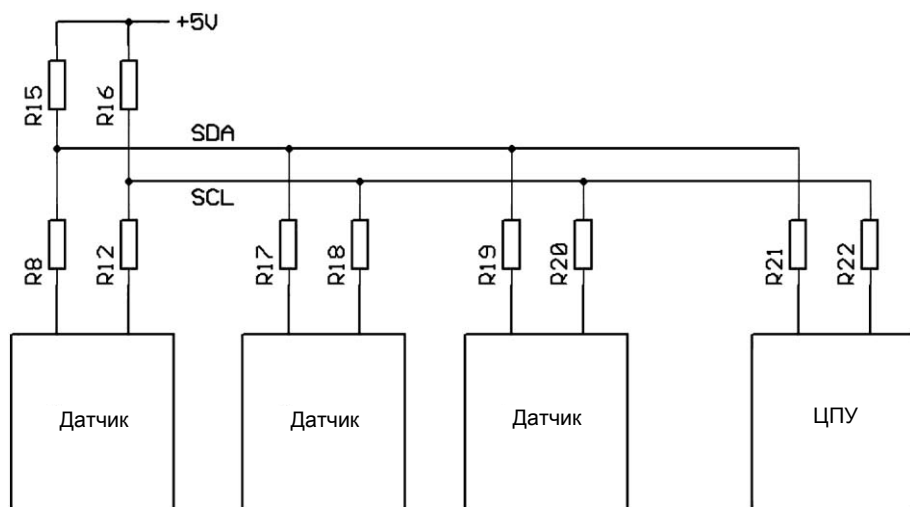


Рис. 19.12. Подключение датчиков к шине I2C

Так как выходные каскады интерфейса I2C выполнены с открытым стоком, необходимы нагрузочные резисторы (R15 и R16 на рис. 19.12). Сопротивления у датчиков защищают выходные каскады во время коммутации направления на шине. Это особенно важно, когда датчик управляется от ЦПУ, который подключен к шине через полноценный выходной каскад.

### 19.2.7. SPI

Интерфейс SPI разработан для подключения периферийных модулей с процессором в пределах платы. Основная идея — быстрый обмен данными через регистры сдвига. При этом отсутствуют служебные сигналы как в аппаратных средствах, так и в программном обеспечении, в результате достигаются высокие скорости передачи данных.

Данные передаются синхронно посредством тактовых шин и двух линий данных. Синхронизация записи данных происходит через четвертый провод, обозначаемый как CE (Chip Enable) или SE (Slave Enable). Обмен происходит по обеим линиям данных, по первой — от ведущего к ведомому, по второй — обратно.

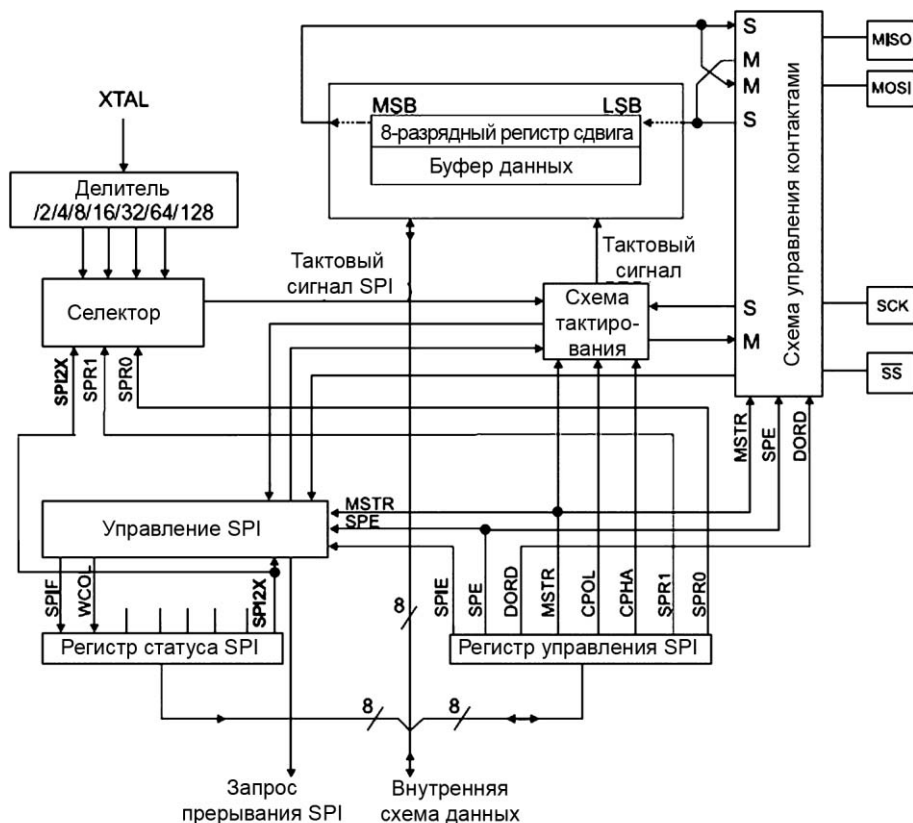


Рис. 19.13. Блок-схема интерфейса SPI в микроконтроллере [19.6]

При этом направление передачи по линии остается неизменным, чтобы могли применяться драйверы. При смене режима "ведущий/ведомый" линии переключаются. Ведущее устройство всегда вырабатывает тактовые импульсы. На рис. 19.13 изображена блок-схема интерфейса SPI.

Добавив выходные каскады можно реализовать интерфейс SPI в виде шины. В этом случае нужно предусмотреть структуру "ведущий–ведомый".

### 19.2.8. IEEE 1451

IEEE 1451 — это семейство стандартов, которые определяют подключение между датчиком (или исполнительным механизмом) и сетью. Основу образует электронный паспорт, TEDS (Transducer Electronic Data Sheet), который не зависит от выбранного интерфейса. Там содержатся сведения об идентификации, данные калибровки, диапазон измерения, а также специальная информация об изготовителе.

Доступ к сведениям из TEDS позволяет управлять большим набором датчиков и исполнительных механизмов по сети. Здесь широкий спектр возможностей: от функциональной проверки и параметризации вплоть до контроля сроков годности (например, рабочих веществ в датчиках газа) и формирования планов технического обслуживания.

Еще одно преимущество IEEE 1451 — возможность раздельного проектирования датчиков и сетевых устройств благодаря стандартизации. При этом ситуация упрощается как для пользователя (т. к. не нужен специализированный датчик для каждого типа сети), так и для производителя (т. к. ему достаточно разработать лишь один тип интерфейса) [19.3] [19.4].

# Литература

- [5.1] Junge, Dr. H.-D. Meyers Taschenlexikon. Messung — Messgeräte — Maßeinheit. Bibliographisches Institut Leipzig, 1979.
- [6.1] Paetzold, W., Habermann, A. Mess- und Regelungstechnik. Verlag Christiani, Konstanz, 1992.
- [6.2] Технический паспорт "Thermistor". SEMITEC. Ishizuka Electronics Corporation, 1992.
- [6.3] Kühne, H. Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A109. Reihe "Electronica". Band 170, S. 44 + S. 73. Militärverlag der DDR, Berlin, 1979.
- [6.4] Hoffmann, K. Eine Einführung in die Technik des Messens mit Dehnmessstreifen. Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, 1987.
- [6.5] Mende, D., Simon, G. Physik — Gleichungen und Tabellen. Fachbuchverlag, Leipzig, 1969.
- [6.6] Ausborn, W. Elektronik-Bauelemente. Verlag Technik, Berlin, 1979.
- [6.7] Müller, W. Optoelektronische Sender, Empfänger und Koppler. Reihe "Electronica". Band 217/218. Militärverlag der DDR, Berlin, 1984.
- [6.8] Технический паспорт "THCT 12024". Texas Instruments, 1989.
- [7.1] Bartsch, H.-J. Mathematische Formeln. Fachbuchverlag, Leipzig, 1986.
- [7.2] Gorka, W. "Strom-/Frequenz-Umsetzer über fünf Dekaden linear" // Elektronik. Heft 3, 1977, S. 64.
- [7.3] Bernstein, H. "Preiswerte PLL-Schaltung mit integriertem Schaltkreis" // Funktechnik. Heft 8, 1978, S. W & S 147 (Teil 1); Funktechnik. Heft 12, 1978, S. W & S 218 (Teil 2).
- [7.4] "Integrierte Digitalschaltungen LOCMOS-Reihe HEF4000B". VALVO, 1983 (<http://www.nxp.com>).
- [7.5] Seeling, E. "Treiber IC aus dem HFO" // Schriftenreihe "Mikroelektronik Applikation" der KdT Frankfurt Oder und HFO Heft 53, Frankfurt Oder, 1989.
- [7.6] Kühn, E. Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise. Verlag Technik, Berlin, 1985.

- [7.7] Технический паспорт "XTR116". Burr-Brown. Texas Instruments, Nov. 2003 ([www.ti.com](http://www.ti.com)).
- [8.1] Herpy, M. Analoge integrierte Schaltungen. Akademie Verlag, Budapest / Franzis Verlag, München, 1976.
- [8.2] Kulla, E. "Operationsverstärker IS" // Schriftenreihe "Mikroelektronik Applikation" der KdT Frankfurt Oder und HFO Heft 22, Frankfurt Oder, 1984.
- [8.3] Mennenga, H. Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Verlag Technik, Berlin, 1981.
- [8.4] Sichla, F. Messgeräte mit Operationsverstärkern. Reihe "Electronica". Band 230. Militärverlag der DDR, Berlin, 1986.
- [8.5] Pabst D. Operationsverstärker. Reihe Automatisierungstechnik. Band 108. Verlag Technik, Berlin.
- [8.6] Designer's Casebook. Mc Graw Hill. New York, 1976.
- [8.7] Data Converter. Reference Manual. Volume 2. Analog Devices, 1992.
- [8.8] Alabuschew, J.A. "Schaltung zur Langzeitspeicherung analoger Werte" (Artikel) Nowosibirsk, 1976.
- [8.9] 1990 Linear Databook Linear Technology.
- [8.10] Olesin, A. "Bilateral current source is digitally programable" in Designer's Casebook. Mc Graw Hill. New York, 1976.
- [8.11] Kühnel, C. Lineare und nichtlineare Analogschaltungen mit OPV. Reihe "Electronica". Band 199. Militärverlag der DDR, Berlin, 1982.
- [8.12] Data Converter. Reference Manual. Volume 1. Analog Devices, 1992.
- [9.1] Marklein, R. "Spannungs/Frequenz-Umsetzer für positive und negative Spannungen" // Elektronik. 1978. Heft 13. München, 1978.
- [9.2] Charge Balancing Umsetzer mit Mikrorechner // Elektronik. 1980. Heft 19. S. 98. München, 1980.
- [9.3] Datenbuch Data Converters. DSP Products TRW LSI Products Inc., 1991.
- [9.4] Kahl, B. "3-Digit Analog/Digital-Wandler C520" // Schriftenreihe "Mikroelektronik Applikation" der KdT Frankfurt Oder und HFO Heft 14, Frankfurt Oder, 1982.
- [9.5] Технический паспорт "MSP430F4250". Texas Instruments, Nov. 2003 ([www.ti.com](http://www.ti.com)).
- [9.6] Технический паспорт "MSP430F2013". Texas Instruments, Nov. 2003 ([www.ti.com](http://www.ti.com)).
- [9.7] An MSP430F11x1 Sigma-Delta Type Millivolt-Meter, Application Note SLAA104. Texas Instruments, Nov. 2000 ([www.ti.com](http://www.ti.com)).
- [10.1] Bogatz, A. Mikrorechner in der Amateuermesstechnik. Militärverlag der DDR, Berlin 1988.

- [10.2] New Releases Data Book, 1992. (1992 Analog Design Guide Series. Book 1) MAXIM.
- [12.1] Технический паспорт "DOGM162xx". Elektronik Assembly, Gräfeling. Juni 2007 ([www.lcd-module.de](http://www.lcd-module.de)).
- [12.2] Технический паспорт "EA KIT240-7". Elektronik Assembly, Gräfeling. Juni 2008 ([www.lcd-module.de](http://www.lcd-module.de)).
- [13.1] Optoelectronics Designer's Catalog 1988–1989. Hewlett Packard.
- [13.2] Jakubaschk, H. "LED- und LCD-Bauelemente und ihre Anwendung". Reihe "Electronica". Band 208. Militärverlag der DDR, Berlin, 1983.
- [13.3] Optoelectronic Device '90. SANYO.
- [13.4] Optoelectronics 1992–1993. LITE-ON (Taiwan).
- [13.5] Elschner, H., Dahms, D.; Rödig, G. "LED-Ansteuerschaltkreis A277D" // Schriftenreihe "Mikroelektronik Applikation" der KdT Frankfurt Oder und HFO. Heft 10, Frankfurt Oder, 1981.
- [13.6] Dot Matrix LCD Modules in Supertwist DATA MODUL, München.
- [13.7] Bogatz, A. "LCD-Anzeigemodul und Tastatur für Z80-EMR" Funkamateure. Heft 11, 1992. Brandenburgisches Verlagshaus, Berlin, 1992.
- [13.8] Peripherals 1990. Intel.
- [13.9] Технический паспорт "AS1113". Austriamicrosystems, Rev. 1.02 ([www.austriamicrosystems.com](http://www.austriamicrosystems.com)).
- [14.1] Interface Circuits 1991. Texas Instruments.
- [14.2] Технический паспорт "OPA548". Burr-Brown/Texas Instruments, Nov. 2003 ([www.ti.com](http://www.ti.com)).
- [14.3] Технический паспорт "MOC3023". Fairchild Semiconductor, 2005.
- [15.1] Bogatz, A. "RAMGEN — Frei programmierbarer Funktionsgenerator für den PC" // Funkamateure Heft 12/92, Berlin, 1992 (Teil 1); Funkamateure Heft 1/93, Berlin, 1993 (Teil 2) Brandenburgisches Verlagshaus.
- [15.2] Технический паспорт "MAX038". MAXIM integrated products, 1996 ([www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)).
- [15.3] AD9833. Analog Devices Inc., Norwood MA, USA, 2003 ([www.analog.com](http://www.analog.com)).
- [16.1] Köhler, A. "Frequenzzähler mit einer IS" // Funkamateure Heft 1, 1993. Brandenburgisches Verlagshaus, Berlin, 1993.
- [16.2] MAX902. MAXIM Intergated Products, USA/CA, 2005 (<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX900-MAX903.pdf>).
- [17.1] Anderson, E. "Graduated-scale generator calibrates data display". Designer's Casebook. Mc Graw Hill, New York, 1976.
- [18.1] Datenbuch integrierte Schaltungen 1986, Band 1. TESLA ELTOS.

- [19.1] Bittkow, M. Wer ist der beste Bus? ([www.elektronik-kompodium.de](http://www.elektronik-kompodium.de)).
- [19.2] Felser, M. PROFIBUS Kompetenzzentrum (PICC). Berner Fachhochschule. Juni 2007 (<http://www.profibus.felser.ch/einfuehrung/profidp.pdf>).
- [19.3] <http://ieee1451.nist.gov>.
- [19.4] "Generisches SPI-Interface". AMA Fachverband für Sensorik e. V., April 2004 ([http://www.ama-sensorik.de/download/AMA %20Leitfaden.pdf](http://www.ama-sensorik.de/download/AMA%20Leitfaden.pdf)).
- [19.5] Schäppi, U. Das HART Protokoll. Berner Fachhochschule Hochschule für Technik und Informatik HTI (<https://prof.hti.bfh.ch/uploads/media/HART.pdf>).
- [19.6] Технический паспорт "ATMega128". Atmel Corporation, 2003.
- [20.1] Перечень команд процессоров AVR. Atmel Corporation, 2003 ([www.atmel.com](http://www.atmel.com)).

# Содержание электронного архива

Электронный архив к книге выложен на FTP-сервер издательства по адресу: **ftp://85.249.45.166/9785977505727.zip**. Ссылка доступна и со страницы книги на сайте **www.bhv.ru**. Материалы этого архива следует использовать вместо упоминаемых в книге материалов прилагаемого компакт-диска. Запишите содержание электронного архива на болванку CD и используйте согласно приведенным далее рекомендациям.

## Папка Adobe

В этой папке находится дистрибутив программы Adobe Reader 9.

## Папка Simulator (Симулятор)

В этой папке находятся моделирующая программа и необходимые библиотеки DLL для подключения симулятора и ПО AVR-Studio. Описание по установке программного обеспечения см. в *главе 4*.

## Папки Aufgaben (Задания)

В папках собраны решения упражнений и примеры программ для решения задач, содержащихся в книге. Также здесь имеются таблица синусов и таблица генератора функций.

## Папка Zusatz (Дополнения)

Эта папка содержит дополнительные примеры и сведения.

- Пример программы для сбора данных с MSP430F2013 — папка Kapitel 9.6.4; файл Buch\_Kapitel\_964.asm; базовый проект Embedded Workbench von IAR.

- ❑ Фрагмент программы к структуре графического изображения меню на рис. 12.2 — папка Kapitel 12; файл `beispiel.pas`; базовый проект AVRco von ELAB (µC-Pascal).
- ❑ Список команд процессора AVR — файл `AVR_Befehlsliste.pdf` [20.1].

## Вызов меню компакт-диска

Меню отображается автоматически после вставки компакт-диска. Если функция автозапуска дисководов отключена, откройте дисковод обычным способом и дважды щелкните мышью на файле `Start.exe`. На экране появится следующее окно, изображенное на рис. П1.



Рис. П1. Меню обеспечивает удобный доступ ко всему содержимому компакт-диска

## Загрузка AVR-Studio

AVR-Studio можно загрузить по ссылке, указанной в загрузочном меню компакт-диска. На рис. П2 стрелкой выделена ссылка, которая дает возможность регистрации и последующей загрузки.

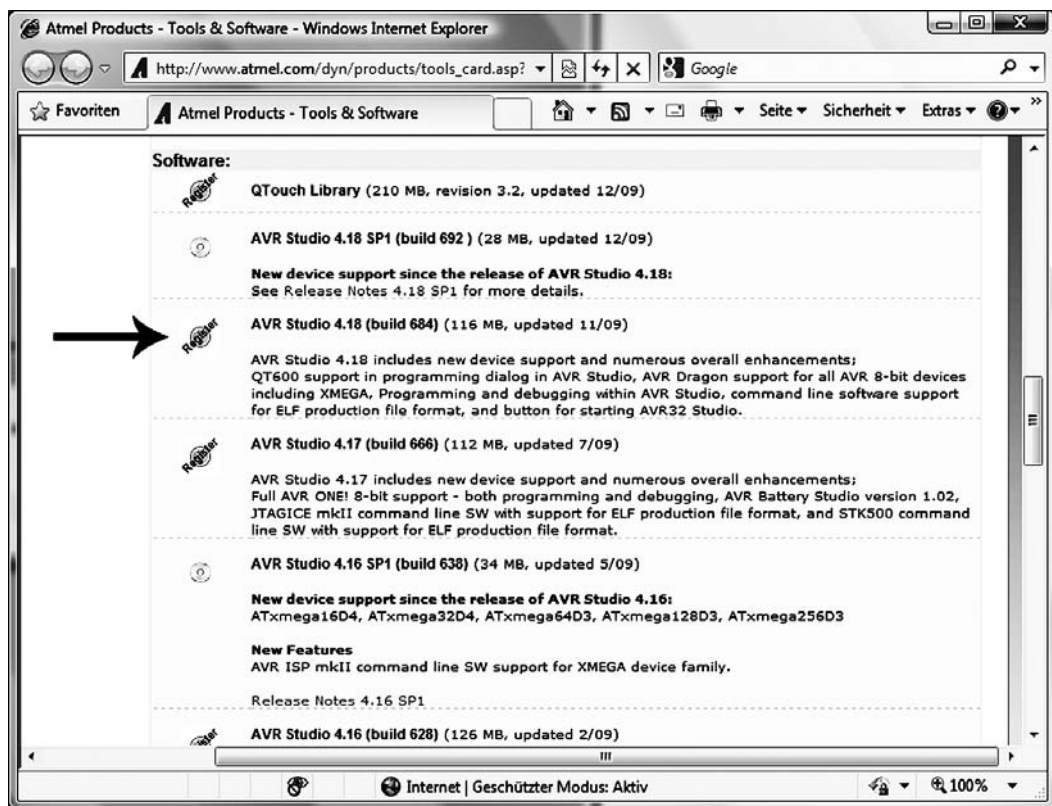


Рис. П2. Веб-страница [www.atmel.com/avrstudio](http://www.atmel.com/avrstudio)

# Предметный указатель

## 4

4-квадрантный умножитель 159

## A

ADU-Blackbox 18

## D

DDS 211

Digital Direct Synthese 211

D-регулятор 164

## E

Emitter-Coupled Logic, ECL 236

## F

Field-Programmable Gate-Array,  
FPGA 240

## I

Incremental Encoder Interface 67

I-регулятор 164

## L

Local Operating Network, LON 250

## P

PD-регулятор 165

Phase Locked Loop 78

Phase-Locked-Loop, PLL 205

PID-регулятор 165

PI-регулятор 165

P-регулятор 164

## R

RC-генератор 212

RS422A 80

## S

SAR — Successive Approximation  
Register 128

Simple Moving Average 26

## T

Transducer Electronic  
Data Sheet 255

## V

Voltage Controlled Oscillator 78

Voltage-Controlled Oscillator 134

## A

АЦП 17

интегрирующий 130

многотактный 136

параллельный 122

пилообразный 124

последовательно-параллельный 123

последовательных

приближений 125

с балансировкой заряда 137

с двухтактным

интегрированием 130

сверхбыстродействующий 122

сигма-дельта 139

следающего типа 127

сравнивающий 121

**В**

Вариометрический принцип 62

Величина помех 164

Вобуляция 219

Выпрямитель 100

двухполупериодный 101

однополупериодный 100

**Г**

Генератор:

кодовой последовательности 217

с мостом Вина 212

с ФАПЧ 205

синусоидальных колебаний 209

управляемый напряжением 78, 205

функций 218

Герконовое реле 104

ГУН 76, 205

**Д**

Датчик:

AD7746 52

емкостной 52

индуктивный 52

кодовый 64

пьезорезистивный 51

пьезоэлектрический 51

температуры PT100 45

Холла 61

Декадный усилитель со ступенчатым переключением 119

Дифференциальный регулятор 164

Дребезг контактов 68

Дрожание фаз 205

**Ж**

ЖК-дисплей 186

**З**

Заданное значение или входной

параметр 164

Запуск в середине 238

**И**

Измерение:

АЧХ 233

временного интервала 221, 222

давления 49

длины 62

емкости 231

логометрическое 230

магнитного поля 59

перемещения 62

силы 49

сопротивления 229

температуры 45

ускорения 52

частоты 221

яркости 53

Измерительные преобразователи 64

Индуктивная нагрузка 196

Интегральные источники опорного напряжения 112

Интегральный регулятор 164

Интегратор 20

Интерфейс:

2-проводный 243

3-проводный 244

4-проводный 246

6-проводный 247

CAN 249

HART 250

I2C 253

IEEE 1451 255

Profi-Bus 252

RS485 251

SPI 254

Источники опорного напряжения 110

**К**

Колебания треугольной формы 215

Коммутируемые усилители 118

Компаратор 21

Контроллер дисплея:

8279 193

HD44780 186

MAX7221 189

Коэффициент корреляции 38

**Л**

Логарифмирующий усилитель 115

Логический анализатор 236

Логический компаратор 238

Логический тестер 235

**М**

Мультиплексное управление 183  
Мультиплексор 103

**Н**

Нелинейность 158  
Непосредственный цифровой синтез 211  
Непперметр 116

**О**

Объект регулирования 164  
Освещенность 54  
Ошибка квантования 141, 158  
Ошибки:  
    грубые 41  
    измерений 40  
    при передаче данных 73  
    стохастические 41

**П**

Перезапуск 238  
Переключаемый инвертор 117  
Последовательная аппроксимация 128  
Постоянное рассогласование 164  
Предварительный запуск 237  
Преобразование емкость–время 231  
Преобразование емкость–частота 231  
Преобразователь  
    напряжение–частота 135  
Преобразователь  
    частота–напряжение 133, 154  
Пропорциональный регулятор 164

**Р**

Рассогласование 164  
Регистр последовательного приближения 128  
Регулируемый параметр 164  
Регулятор 164

**С**

Светодиодный индикатор  
    линейный 181  
    матричный 182  
Светодиоды 177  
Семисегментный индикатор 21

Сигнатурный анализ 239  
Система сбора данных 144  
Скользящее среднее 26  
Солнечный элемент 58  
Среднее значение 26  
Среднеквадратическое отклонение 28  
Стабилитрон 110  
Схема R2R 152  
Схемы мультиметра 146

**Т**

Тензодатчик 49  
Теорема отсчетов 30  
Термистор 47  
Тиристоры 199  
Точность порога переключения  
    компаратора 129  
Трапециевидные колебания 216

**У**

УВХ 106  
Умножающий ЦАП 154  
Умножение напряжений 159  
Управление лампой накаливания 195  
Управление электродвигателем 198  
Управляющий параметр 164  
Устройство выборки и хранения 106

**Ф**

Фазовая автоподстройка частоты 78  
Фазовый компаратор 205, 206  
Фильтр:  
    высоких частот 91  
        второго порядка 94  
        первого порядка 94  
    заграждающий 92  
    медианный 99  
    низких частот 91  
        второго порядка 93  
        первого порядка 93  
    полосовой 92  
        первого порядка 95  
    цифровой 96  
Фильтры 91  
Флуктуации частоты 205  
Фотогальванический режим 56  
Фотодиод 56

Фотодиодный режим 57  
Фоторезистор 55  
Фототранзистор 58  
Фотоумножитель 55  
Фотоэлемент 55  
Функция регулирования 164

## Ц

ЦАП 19  
ЦАП с суммированием 151  
Цифроаналоговый преобразователь 151  
Цифровая регулировка усиления 160  
Цифровой аттенюатор 160

## Ч

Частота дискретизации 29  
"Черный ящик" АЦП 18

## Ш

ШИМ-преобразователь 140, 156  
Широтно-импульсная модуляция 76

## Э

Экранирование линий 76  
Эффект Холла 59