

С. Г. КАЛИХМАН • Б. И. ШЕХТМАН

ЦИФРОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА В РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ



С. Г. КАЛИХМАН · Б. И. ШЕХТМАН

**ЦИФРОВАЯ
СХЕМОТЕХНИКА
В РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ
ПРИЕМНИКАХ**

**МОСКВА
«РАДИО И СВЯЗЬ»
1982**

ББК 32.849
К17
УДК 621.396.62

Калихман С. Г., Шехтман Б. И.

К17 Цифровая схемотехника в радиовещательных приемниках. — М.: Радио и связь, 1982. — 104 с., ил.
40 к.

Рассмотрены вопросы создания цифровых электронных средств коммутации, перестройки, синтеза и отсчета частоты, а также систем программного и дистанционного управления радиоприемной аппаратурой. Приведены примеры практической реализации изложенных новых технических решений.

Для подготовленных инженеров и техников.

К 2402020000—119
046(01)—82 200—82

ББК 32.849
6Ф2.7

РЕЦЕНЗЕНТ В. В. ПАЛШКОВ

Редакция научно-популярной литературы и массовой радиобиблиотеки

Семен Григорьевич Калихман, Борис Иосифович Шехтман

Цифровая схемотехника в радиовещательных приемниках

Редактор *Т. В. Жукова*

Художник *Л. Г. Прохоров*

Художественный редактор *Л. Н. Сильянов*

Технические редакторы *Л. К. Грачева, К. Г. Игумнова*

Корректор *Т. В. Покатова*

ИБ № 240

Сдано в набор 15.03.82 г.

Подписано в печать 28.05.82 г.

Т-10055 Формат 60×90^{1/16} Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная Печать высокая

Усл. печ. л. 6,5 Усл. кр.-отг. 6,75 Уч.-изд. л. 7,54 Тираж 50 000 экз. Изд. № 19119

Зак. № 38 Цена 40 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1982.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие цифровых интегральных схем позволяет создавать радиовещательные приемники с существенно лучшими техническими и в особенности эргономическими показателями.

Замена электромеханических узлов электронными и введение в них цифровых систем синтеза и индикации частоты настройки позволяют проводить бесподстроечную и бесшумную настройку на выбранную частоту. Стрелочные индикаторы заменяются наглядной системой дисплея, выполненной на жидкокристаллических, катодно-люминесцентных и светодиодных приборах.

Появились модели радиоприемников с устройствами ввода и вывода из памяти кода произвольного числа фиксированных настроек, с электронными таймерами и системами программного и беспроводного дистанционного управления.

В данной книге обобщен опыт, накопленный в последнем десятилетии в отечественных разработках. Дан анализ схемотехнических решений некоторых моделей бытовой радиоприемной аппаратуры ведущих зарубежных фирм.

Авторы выражают благодарность Крестовскому С. И., составившему раздел «Электронные индикаторы». Они также признательны профессору Палшкову В. В., чьи ценные замечания при рецензировании были полностью учтены при последующей доработке рукописи, и инженерам Крыловой С. К. и Худяковой А. С. за большую помощь в подготовке рукописи и графического материала к ней.

Авторы заранее благодарят читателей за критические замечания и пожелания, которые следует направлять по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт а/я 693, Издательство «Радио и связь».

РАЗВИТИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ БЫТОВОЙ РАДИОПРИЕМНОЙ АППАРАТУРОЙ

Начало 70-х годов ознаменовалось научно-технической революцией в области технологии и производства аналоговых и цифровых микросхем малой и средней интеграции (ИС), а с середины 80-х — больших интегральных схем (БИС). Значительное снижение стоимости ИС и БИС позволило использовать их в бытовой радиоаппаратуре.

Появление варакторных матриц для перестройки частоты позволило исключить из конструкции приемника громоздкий механический блок переменных конденсаторов, что способствовало повышению виброустойчивости тракта высокой частоты и введению необходимого количества фиксированных настроек. Вместо механических переключателей галетного и клавишного типа с зависимой и независимой фиксацией используются электронные аналоги с сенсорным управлением. Механические шкальные устройства с их примитивными механизмами перемещения стрелки заменены электронными устройствами цифровой индикации частоты настройки, гарантирующими точность отсчета ± 1 кГц в АМ и ± 10 кГц в ЧМ диапазонах. Внедрение цифровых синтезаторов частоты позволяет получить суммарную точность поддержания частоты ± 200 Гц в АМ и ± 2 кГц в ЧМ диапазонах при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

Быстро прогрессирующее развитие элементной базы стимулировало создание новых схмотехнических и конструктивных решений для систем управления и применительно к ним модификаций традиционного аналогового тракта радиоприема.

Интенсивно внедряется в радиоприемную аппаратуру, главным образом в систему управления, цифровая схмотехника. К настоящему времени создано значительное число моделей радиоприемной аппаратуры с большим объемом логической схмотехники, обеспечивающей перестройку, стабилизацию и отсчет частоты, коммутацию ВЧ и НЧ цепей и различного рода регулировок, выполняемых только электронными средствами.

В аппаратуре высшей категории сложности (Н_и — F_и), насыщенной ИС и БИС и практически свободной от механических и электромеханических узлов, необходимый режим работы реализуется посылками постоянного тока или прямоугольных импульсов. Это позволяет повысить надежность, упростить конструкцию и технологию изготовления, создать новый стиль дизайна, наиболее полно удовлетворяющий требованиям художественной эстетики, существенно расширить функциональные возможности и

создать большой комплекс потребительских удобств, обеспечивающих комфорт обслуживания.

Системы управления, используемые в $H_i - F_i$ аппаратуре высшей категории сложности, способны обеспечить:

1. Беспойсковую и бесшумную настройку на желаемую частоту путем прямого набора на клавиатуре приемника или пульта дистанционного управления десятичного кода частоты, прямого набора номера фиксированной настройки, ранее занесенной потребителем в соответствующую ячейку памяти, приема кода частоты настройки, поступившего по телефонной линии или из ячеек памяти по сигналу таймера.

2. Восстановление предшествующей настройки с помощью оперативного запоминающего устройства при перестройке на новую частоту в режиме плавной настройки.

3. При включении приемника — сохранение частоты настройки и всех режимов, существовавших в момент его выключения.

4. Ввод в ячейки памяти и вывод кодов заданного числа произвольно фиксированных настроек и долговременное хранение этой информации при отключенном питании.

5. Поиск свободной ячейки памяти фиксированной настройки.

6. Дискретный автоматический поиск передаваемой радиопрограммы.

7. Программирование во времени работы радиоприемника и других составных частей комплекса бытовой радиоэлектронной аппаратуры (магнитофон, ЭПУ, телевизор и др.).

8. Управление режимом работы приемника (полоса пропускания, диаграмма направленности магнитной антенны, режим стерео — моно и др.).

9. Отображение на общем дисплее всей информации, необходимой для эксплуатации и контроля аппаратуры с индикацией: заданного режима работы; включенного поддиапазона частот; частоты настройки, в том числе вводимой с клавиатуры; номера рабочей или свободной фиксированной настройки; текущего времени, дней недели; относительного положения частоты настройки на электронной дискретной шкале; напряженности поля принимаемого сигнала; характера принимаемой программы (речь, музыка, моно, стерео и др.).

На рис. 1 в качестве примера представлена структурная схема тюнера с цифровой системой управления, реализующей большинство из перечисленных эксплуатационных удобств.

Тракт радиоприема с электронными средствами коммутации и перестройки частоты образован блоками УВЧ 1, смесителя 2 и УПЧ с детектором 3. Гетеродин выполнен на базе синтезатора частоты 6 по одному из методов косвенного синтеза (см. далее). Входящие в него генераторы 4, управляемые напряжением (ГУН), коммутируются синхронно с высокочастотными контурами преселектора. При этом диапазон частот тюнера перестраивается электронным переключателем 5, управляемым синтезатором частоты.

Текущая частота настройки определяется кодом, поступающим либо из блока управления 8 в режимах плавной настройки, прямого набора на клавиатуре 12, автопоиска и дистанционного управления, либо из перепрограммируемого запоминающего устройства 7 в режимах вызова кода фиксированной настройки и программного управления.

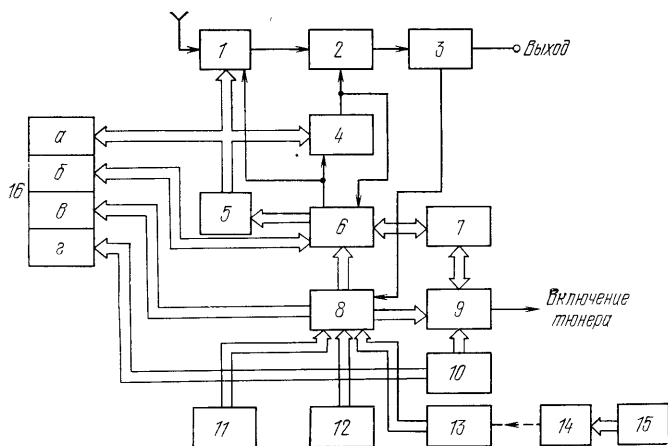


Рис. 1. Структурная схема тюнера с цифровой системой управления

Индикация включенного диапазона, рабочей частоты, текущего времени, фиксированной настройки, а также контроль ввода информации осуществляются системой дисплея 16.

Рассмотрим основные режимы работы тюнера.

Прямой набор на клавиатуре десятичного кода частоты. Информация, создаваемая последовательным набором цифр клавиатуры постепенно заполняет оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) блока управления. После нажатия соответствующей кнопки информация о требуемой частоте вводится в ОЗУ синтезатора частоты и на систему дисплея. Одновременно автоматически переключаются диапазоны ГУН и УВЧ.

Ввод в память и вывод кодов фиксированных настроек. Сигнал, вырабатываемый в результате набора на клавиатуре номера фиксированной волны, поступает в блок управления и на систему индикации. Нажатием командной кнопки ввода или вывода из памяти (вправо, влево) производится обмен информацией между ОЗУ синтезатора и ППЗУ 7.

Плавная настройка. Механическое воздействие на регулятор плавной настройки преобразуется в блоке 11 в импульсную посылку. В зависимости от направления вращения регулятора импульсы поступают на суммирующий или вычитающий вход реверсивного счетчика блока управления, с которого они периодически

переписываются в ОЗУ синтезатора. Этим достигается плавная перестройка тюнера с дискретностью синтезатора.

Возможно использование регулятора плавной настройки для переключения диапазонов. В этом случае при достижении частоты одной из границ диапазона вырабатывается команда, которая при помощи электронного переключателя включает следующий диапазон согласно направлению перестройки.

Автопоиск. При нажатии одной из двух командных кнопок (вправо, влево) число-импульсный код, как и в режиме плавной настройки, поступает на один из входов реверсивного счетчика. Различие состоит в том, что скорость перестройки определяется не скоростью вращения регулятора настройки, а частотой встроенного генератора тактовых импульсов.

Сигнал остановки вырабатывается в тракте УПЧ при наличии несущей с уровнем, превышающим установленный порог.

Программное управление. После набора программы на клавиатуре она формируется в виде слова в блоке управления и заносится в ППЗУ. В процессе работы, при совпадении кода текущего времени, фиксируемого электронными часами 10, с кодом, предусмотренным программой времени, в устройстве 9 вырабатывается команда включения тюнера. При этом информация о частоте поступает из ППЗУ в синтезатор частоты, чем достигается настройка тюнера на требуемую частоту в заданное время.

Дистанционное управление. Все перечисленные операции или часть из них могут быть реализованы дистанционно с использованием клавиатуры 15. В передатчике системы ДУ 14 осуществляется кодирование приказа (информация и команда), поступающего с его клавиатуры. После декодирования в приемнике ДУ 13 приказ поступает в блок управления и дальнейшая его обработка аналогична изложенной.

Реализация перечисленных средств системы управления радиоприемником предполагает применение жесткой логики, т. е. такой цифровой схемотехники, которая необходима для выполнения конкретных требований данного технического задания на разработку.

При изменении требований к техническим и эксплуатационным характеристикам приемника или при его моральном старении требуется новая разработка. При этом следует учесть значительный объем элементной базы, необходимой для организации такой функционально насыщенной системы управления. Как показал опыт проектирования, затраты на создание синтезатора частоты, систем дисплея, памяти на 16 фиксированных частот для всеволнового АМ — ЧМ тюнера составляют около 100 цифровых ИС малой и средней интеграции, что лишает аппаратуру экономической целесообразности.

Можно наметить два пути повышения рентабельности системы управления: разработку специализированных БИС для систем управления и разработку систем управления на базе микропроцессорных комплектов (МПСУ). При многих достоинствах первого

пути (низкая себестоимость, малые габариты, высокая надежность), он имеет существенный недостаток, что при даже самых ничтожных изменениях электрических характеристик или функциональных возможностей, требуется разработка новой БИС. Второй путь, хотя и обладает некоторой функциональной избыточностью и большим числом ИС, привлекателен тем, что для создания различных модификаций систем управления требуется замена лишь постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), что, естественно, существенно сокращает время и средства на разработку систем управления.

При выборе микропроцессорных комплектов следует ориентироваться на элементную базу с малым током потребления и большим диапазоном питающих напряжений (типа КМОП ИС), что позволяет создать универсальную систему управления для переносной и стационарной радиоэлектронной аппаратуры.

В аппаратуре пониженных категорий сложности может использоваться часть упомянутых компонентов системы управления, наиболее важных для потребителя, таких например, как устройства для установки, поддержания и отсчета частоты настройки, устройство запоминания кодов фиксированных настроек, различные электронные переключатели, индикаторы электронного отображения информации и т. п.

Далее будут рассмотрены принципы построения и схемотехнические решения для упомянутых компонентов системы управления бытовой радиоэлектронной аппаратурой.

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ С СЕНСОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

ТИПЫ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

По аналогии с механическими прототипами электронные переключатели (ЭП) с сенсорным управлением выполняют в двух модификациях — с зависимой и независимой фиксацией. При этом коммутация осуществляется прикосновением к соответствующему сенсорному полю.

Электронные переключатели включают три компонента: сенсорное поле — площадь касания; сенсорный датчик (СД), преобразующий физическое воздействие оператора в электрическую посылку; блок фиксации (БФ), запоминающий последнюю посылку СД.

Электронные переключатели с зависимой фиксацией используют для переключения диапазонов или полос пропускания в тракте ПЧ приемника, в то время как ЭП с независимой фиксацией (переключатель двойного действия) — для включения и выключения системы АПЧ, бесшумной настройки и выполнения других вспомогательных операций, производимых двумя последовательными касаниями сенсорного поля.

СЕНСОРНЫЕ ДАТЧИКИ

Сенсорный датчик, использующий проводимость кожи. Датчик (рис. 2) выполнен на составном транзисторе $T1-T2$. В исходном положении базовая цепь транзистора $T1$ отключена от источника питания и поэтому СД закрыт. При касании сенсорного поля (СП) отрицательный полюс источника питания, соединенный с зажимом 2, подключается через омическое сопротивление паль-

ца (около 10 МОм) к базовой цепи $T1$, благодаря чему транзистор переходит в режим насыщения. Одновременно на зажимах 4—3, присоединяемых ко входу БФ, развивается напряжение, близкое к полному напряжению источника питания.

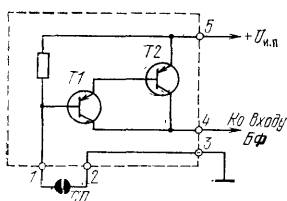


Рис. 2. Схема СД с использованием проводимости кожи

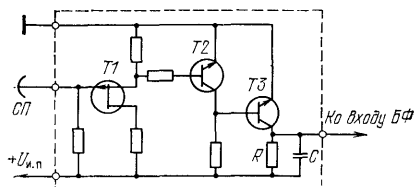


Рис. 3. Схема СД с использованием фоновой наводки

Сенсорный датчик, использующий фоновую наводку. Действие датчика основано на использовании фоновой ЭДС, наводимой на тело оператора от промышленной сети переменного тока (рис. 3).

При касании сенсорной площадки, в качестве которой пригодна любая металлическая пластина, пачка импульсов фона переменного тока поступает на вход усилителя-ограничителя $T1$. Учитывая, что фоновая ЭДС подводится к усилителю через электрическое сопротивление оператора 100 МОм (эквивалентная электрическая емкость оператора $C_{э\text{нв}} \approx 30$ пФ), вход транзистора $T1$ должен быть достаточно высокоомным. Поэтому целесообразно усилитель-ограничитель выполнить на полевом транзисторе.

В стоковой цепи транзистора $T1$ образуются прямоугольные импульсы, сдвинутые током покоя усилителя относительно нулевого уровня. Для устранения этого сдвига применен электронный ключ на транзисторе $T2$. Далее импульсы с частотой повторения 50 Гц детектируются транзистором $T3$, выделяющим прямоугольную огибающую пачки импульсов. Включенный в коллекторную цепь $T3$ интегрирующий конденсатор C препятствует изменению напряжения на коллекторе при закрывании транзистора. Это достигается выбором большой постоянной времени разряда RC , которая определяется малым сопротивлением открытого транзистора.

Высокое напряжение, снимаемое с коллектора $T3$, используется в качестве источника возбуждения блока фиксации.

Сенсорный датчик, использующий сопротивление оператора для уменьшения интенсивности колебаний (рис. 4). Высокочастотное напряжение, развиваемое локальным генератором G , подводится через емкость связи $C_{св}$ к выпря-

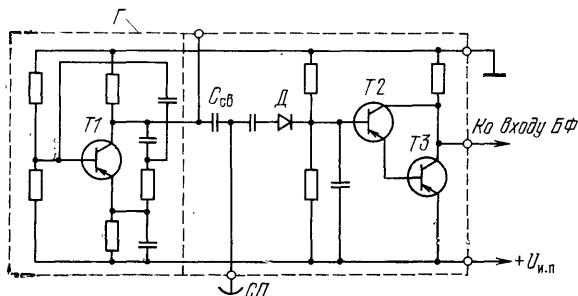


Рис. 4. Схема СД с использованием сопротивления оператора для уменьшения интенсивности колебаний

мительному диоду D и транзисторам $T2-T3$, работающим в ключевом режиме. Величина ЭДС генератора и полярность диода выбраны так, что выпрямленное напряжение оказывается приложенным к эмиттерным переходам составного транзистора в обратном направлении и по значению достаточным для его закрытия. При касании сенсорной площадки СП к емкости $C_{св}$ подключается сопротивление оператора (относительно земли), в результате образуется делитель напряжения, снижающий уровень гетеродинного напряжения, подводимого к детектору СД. Степень снижения этого напряжения должна обеспечить перевод составного ключа в режим насыщения — во второе устойчивое состояние. Элементы СД рассчитывают по усредненному эквиваленту полного сопротивления оператора (относительно земли). Частотная зависимость элементов эквивалентной цепи представлена на рис. 5.

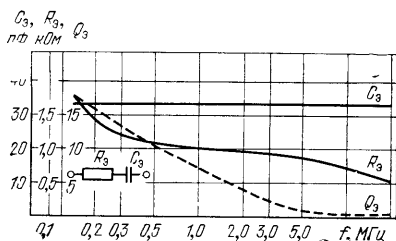


Рис. 5. Частотные зависимости элементов цепи R_0C_0 (относительно земли)

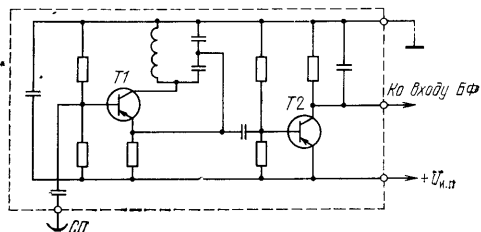


Рис. 6. Схема СД с использованием сопротивления оператора для возбуждения колебаний

Сенсорный датчик, использующий сопротивление оператора для возбуждения колебаний (рис. 6). Датчик включает генератор и детектор, работающий в ключевом режиме. Детектор в отсутствие колебаний гетеродина закрыт, и соответственно закрыт БФ.

В нейтральном положении генерация колебаний отсутствует, так как базовая цепь транзистора $T1$ генератора изолирована от земли. При касании оператором сенсорной площадки к базовой цепи генератора подключается сопротивление оператора. Так как для генерирования колебаний необходимо, чтобы потенциал базовой цепи по ВЧ был близким к потенциалу земли, частота генератора, как видно из рис. 5, должна быть выбрана в ВЧ участке диапазона ($f_T = 30-40$ МГц). При возникновении колебаний детектор на транзисторе $T2$ открывается, и полное напряжение питания поступает на вход БФ.

Сенсорный датчик, использующий сопротивление оператора для срыва генерируемых колебаний (рис. 7). В этой схеме датчик, построенный на транзисторе $T1$, выполняет функции генератора и ключа.

В режиме генерации колебаний (нейтральное положение СД) постоянное напряжение на коллекторе относительно земли, подводимое ко входу БФ через

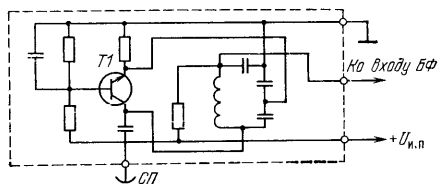


Рис. 7. Схема СД с использованием сопротивления оператора для срыва генерируемых колебаний

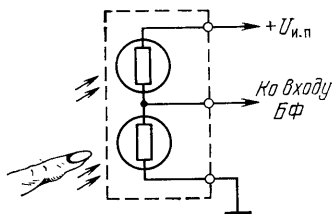


Рис. 8. Схема СД на фоторезисторах

контурную катушку, недостаточно для открывания БФ. При касании сенсорной площадки контур гетеродина шунтируется низкодобротной проводимостью оператора, что приводит к срыву колебаний. Учитывая, что транзистор генератора работает в режиме АБ, срыв генерации вызывает резкое увеличение коллекторного напряжения (практически до полного напряжения источника питания), что вызывает срабатывание БФ.

Сенсорный датчик на фоторезисторах (рис. 8). Этот узел совмещает функции сенсорной площадки и датчика. В качестве датчика использован attenuator, составленный из двух фоторезисторов разных типов, подобранных так, что верхнее плечо имеет, при равной освещенности, сопротивление на порядок больше, чем нижнее. Вследствие этого напряжение постоянного тока, снимаемое со средней точки фоторезисторов на вход БФ, относительно невелико. При закрытии оператором площадки, под которой размещен нижний фоторезистор, его сопротивление увеличивается, что вызывает соответствующее увеличение напряжения на средней точке attenuатора и в конечном итоге перевод БФ во второе устойчивое состояние.

Экспериментальные исследования показали, что из-за частичной прозрачности пальца сопротивление затемненного фоторезистора всего на 20 дБ выше, чем освещенного. В то же время возможные колебания внешней освещенности в реальных условиях эксплуатации могут превышать 60 дБ. Поэтому для исключения зависимости напряжения, подводимого к БФ, от освещенности взамен одного фоторезистора применен, как указывалось, attenuator. В этом случае с изменением освещенности будут пропорционально изменяться сопротивления обоих плеч attenuатора, что обеспечит постоянство коэффициента деления напряжения.

Сравнительная оценка различных типов СД. В отличие от остальных типов СД, использующий проводимость кожи, является принципиально контактным устройством, в котором замыкание соединительной пары осуществляется через проводимость пальца оператора. Поэтому при загрязнении контактов или их окислении возможно самопроизвольное срабатывание датчика или его полный отказ в работе.

Датчик с фоновой наводкой наиболее прост и надежен. Однако его можно использовать лишь в стационарных устройствах, установленных в закрытых помещениях, где имеется достаточно высокая напряженность поля промышленной сети переменного тока.

Из трех СД, основанных на использовании сопротивления оператора, наиболее пригоден для применения в тронерах и радиоприемниках СД, использующий сопротивление оператора для возбуждения колебаний. Такой СД, в отличие от остальных, не создает помех радиоприему, так как ВЧ колебания создаются лишь в момент переключения.

Сенсорный датчик, использующий сопротивление оператора для срыва колебаний, наиболее экономичен — он построен на одном транзисторе, выполняющем функции гетеродина и ключа. Так как в этом СД ВЧ колебания срываются лишь в момент включения, то его целесообразно использовать лишь в электрофонах, магнитофонах или в другой НЧ аппаратуре. Та же рекомендация относится к СД, использующему общий для всех сенсорных ключей генератор.

Сенсорный датчик на фоторезисторах наиболее полно удовлетворяет требованиям интегральной технологии. Некоторый его недостаток — необходимость обеспечения небольшой освещенности в момент переключения. Для приведения его в действие в условиях полной темноты может быть использована мгновенная подсветка.

БЛОКИ ФИКСАЦИИ

Блок фиксации для переключателя с независимой фиксацией (рис. 9). Он включает формирователь импульсов 1 и оконечный элемент 2. В свою очередь, формирователь состоит из триггера Шмидта на транзисторах Т1, Т2 и электронного ключа Т3. Электронный ключ устраняет смещение импульсов относительно нулевого уровня, обусловленное падением напряжения на эмиттерном резисторе R триггера Шмидта.

На выходе формирователя образуются импульсы с крутыми фронтами, что обеспечивает надежное срабатывание оконечного элемента 2 блока фиксации. Так как по принципу работы электронного переключателя с независимой фиксацией его выходные логические уровни единицы и нуля должны попере-

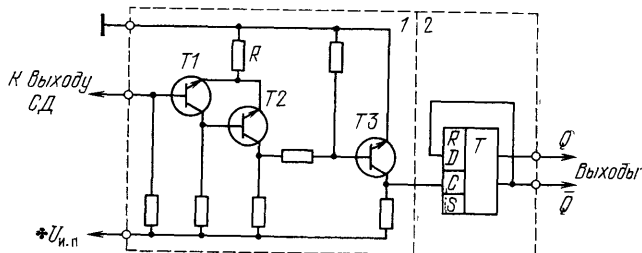


Рис. 9. Схема БФ для переключателя с независимой фиксацией

менно чередоваться, в качестве элемента 2 используется триггер со счетным входом (Т-триггер). При входном воздействии $T=0$ триггер сохраняет предыдущее состояние $Q^t = Q^{t-1}$, где Q^t и Q^{t-1} — состояния триггера в данный и предшествующий моменты времени соответственно. При входном воздействии $T=1$ состояние триггера меняется на противоположное ($Q^t = \bar{Q}^{t-1}$). Сказанное можно представить в виде таблицы истинности (табл. 1).

Таблица 1

T^{t-1}	Q^{t-1}	Q^t
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

На основании этой таблицы можно написать логическую функцию, описывающую работу триггера:

$$Q^t = (Q\bar{T} + \bar{Q}T)^{t-1}. \quad (1)$$

Триггер со счетным входом удобно выполнять на базе D-триггера, имеющего синхронизирующий C и информационный D входы. Работа этого триггера выражается логической функцией:

$$Q^t = (\bar{C}Q + CD)^{t-1}. \quad (2)$$

Соединим выход \bar{Q} со входом D (рис. 9), тогда $D = \bar{Q}$ и

$$Q^t = (\bar{C}Q + C\bar{Q})^{t-1}. \quad (3)$$

Формулы (1) и (3) совпадают при условии, что воздействие на T вход у T-триггера заменяется воздействием на синхронизирующий вход C у D-триггера.

Блоки фиксации целесообразно использовать в качестве переключателей вспомогательных функций и рода работ (АПЧ, бесшумная настройка, включение магнитной антенны и др.).

Для унификации и уменьшения числа активных приборов целесообразно использовать интегральные блоки фиксации на четыре ячейки. В этом случае формирователь можно выполнить на трех ИС типа К1НТ981Б (матрица из пяти кремниевых транзисторов), счетные триггеры — на двух ИС типа К155ТМ2 (два синхронных D-триггера) или на аналогичных ИС типа К176ТМ2. Каждая ячейка имеет прямой Q и инвертированный \bar{Q} выходы для согласования с другими блоками приемника и два ввода для предварительной установки ее во включенное или выключенное состояние.

Блок фиксации для переключателя с зависимой фиксацией клавишного типа. Рассмотренный БФ с независимой фиксацией — переключатель двойного действия. Каждая команда, поступающая на вход, меняет выходное состояние на противоположное. Это требует в данном случае введения детектора в СД с фоновой наводкой для выделения огибающей из пачки импульсов, а учитывая ее пологие фронты — применения дополнительного формирователя импульсов.

В блоке с зависимой фиксацией при подаче команды на данную ячейку она лишь включается (а выключается при включении любой другой). Поэтому многократность повторения команды включения за время касания сенсорной площадки не приводит к ошибке. Это позволяет исключить из СД с фоновой наводкой детектор, а из блока с зависимой фиксацией формирователь.

В качестве оконечного элемента БФ можно использовать также D -триггер, работа которого описывается формулой (2). При отсутствии воздействия на его синхронизирующий вход ($C=0$) D -триггер так же, как и T -триггер, сохраняет предыдущее состояние ($Q^t=Q^{t-1}$). При воздействии на его синхронизирующий вход ($C=1$) уровень информационного входа переходит на выход вне зависимости от предыдущего состояния триггера ($Q^t=D^{t-1}$).

Для получения БФ с зависимой фиксацией на базе D -триггера между СД и триггером должно быть введено комбинационное устройство, через которое поступающее от СД воздействие передается определенным образом на информационные и синхронизирующие входы триггеров. Так как команда с любого СД должна оказывать воздействие на все ячейки (работающую выключить, последующую включить), целесообразно все синхронизирующие входы соединить между собой. Составим в качестве примера таблицу истинности работы комбинационного устройства для блока фиксации на четыре ячейки (табл. 2).

Таблица 2

X_1	X_2	X_3	X_4	D_1	D_2	D_3	D_4	C
0	0	0	0	*	*	*	*	0
0	0	0	1	0	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	1	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	0	1

Можно показать, что $D_1=X_1$, $D_2=X_2$, $D_3=X_3$, $D_4=X_4$, $C=X_1+X_2+X_3+X_4$, где X_1, X_2, X_3, X_4 — воздействия от сенсорных датчиков.

Из этих равенств следует, что выходы СД должны быть непосредственно соединены с информационными входами D -триггеров и через логический элемент ИЛИ с их синхронизирующими входами C . Функциональная схема БФ с зависимой фиксацией на четыре ячейки представлена на рис. 10.

Каждая ячейка имеет прямой Q и инвертированный \bar{Q} выходы для согласования с другими блоками приемника и ввод для предварительной установки всех триггеров в выключенное состояние. Объединение восьми ячеек БФ осуществляется с помощью восьмивходовой схемы ИЛИ.

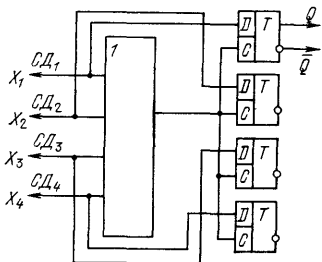


Рис. 10. Функциональная схема БФ для переключателя с зависимой фиксацией клавишного типа

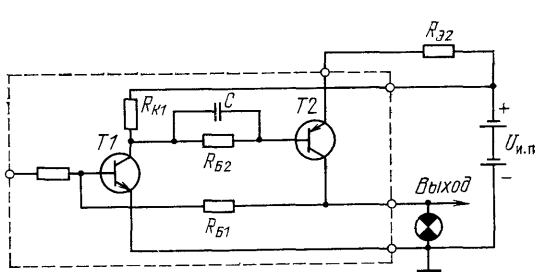


Рис. 11. Схема ячейки БФ с зависимой фиксацией

При малом числе ячеек электронного переключателя может оказаться целесообразным применение простого БФ на двух транзисторах разной проводимости (рис. 11). В нейтральном положении, когда СД закрыт, базовая цепь $T1$ обесточена. Ввиду этого отсутствуют напряжения на эмиттерном переходе $T2$, на индикаторной лампе и на базе транзистора $T1$. При срабатывании СД к входным зажимам подводится практически полное напряжение источника питания, которое открывает транзистор $T1$. При этом напряжение, развиваемое на резисторе R_{K1} , вызывает ток через R_{62} , достаточный для насыщения транзистора $T2$. Так как напряжение обратной связи, подводимое к базе транзистора $T1$ через R'_{61} , совпадает по фазе с напряжением входного импульса включения, то второе устойчивое состояние БФ (режим самоблокировки) сохраняется и после удаления пальца. Конденсатор C , включенный параллельно резистору R_{62} , обеспечивает совместно с общим элементом связи сенсорных ячеек (резистором R_{92}) надежное переключение сенсорных ячеек. Действительно, пусть включенным оказался данный БФ. Тогда к конденсатору C будет приложено напряжение

$$U_C = U_{B2} - U_{K1} = E_{и.п} - |U_{ЭБ2}| - U_{R_{92}} \gg 0,$$

где $U_{ЭБ2}$ и $U_{R_{92}}$ — напряжения на базовом переходе транзистора $T2$ и резисторе R_{92} .

Если теперь включить вторую сенсорную ячейку, то через общий элемент связи R_{92} в первый момент пройдет ток, близкий к удвоенному значению, и соответственно увеличится отрицательное напряжение (относительно «земли») на элементах всех БФ, в том числе и на эмиттере транзистора $T2$ ранее включенного БФ. В этот момент напряжение на базе $T2$ останется без изменения, так как напряжение U_C мгновенно измениться не может. Возникшее благодаря этому значительное закрывающее напряжение на эмиттерном переходе транзистора $T2$ переведет ранее включенный БФ в первое устойчивое состояние.

Что касается второй сенсорной ячейки, включенной позже, то для нее конденсатор C играет роль элемента, ускоряющего насыщение транзистора $T2$, так как в момент включения он представляет короткозамкнутый шунт для резистора R_{62} .

Блок фиксации для переключателя галетного типа. Так как в таком блоке ячейки коммутируются последовательно по кольцу, то при большом числе ячеек, для оперативности при эксплуатации, должна быть предусмотрена возможность переключения ячеек в оба направления.

На рис. 12 приведена схема БФ, содержащая постоянно действующий генератор тактовых импульсов 1, частота которых определяет скорость переключения ячеек, два устройства совпадений 2, 3, двоичный n -разрядный реверсивный счетчик 4, преобразователь двоичного кода в унитарный 5. На один вход каждого устройства совпадений постоянно поступает сигнал от генератора, а на другой от одного из СД, управляющий переключением ячеек в направления «Вперед» или «Назад».

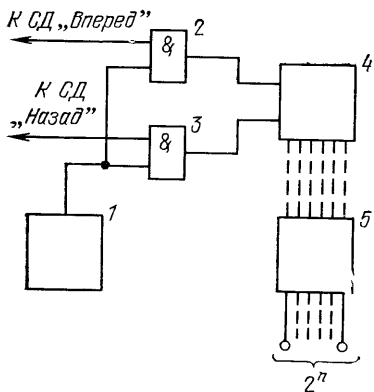


Рис. 12. Функциональная схема БФ для переключателя галетного типа

При прикосновении к соответствующей сенсорной площадке сигнал с выхода устройства совпадений подводится к суммирующему или вычитающему входу счетчика. С его выходов сигналы поступают на преобразователь двоичного кода в унитарный, имеющий 2^n выходов по числу командных сигналов (ячеек переключения). Непрерывное переключение ячеек будет продолжаться до тех пор, пока оператор касается СД. При удалении пальца переключение прекращается, и на желаемом выходе БФ появляется командный сигнал, используемый для электронной коммутации соответствующей цепи.

При небольшом числе ячеек для упрощения схемы можно использовать суммирующий или вычитающий счетчик и соответственно один СД. Для коммутации ВЧ цепей АМ—ЧМ диапазонов и фиксированных настроек в ЧМ диапазоне могут оказаться полезными комбинированные переключатели, не требующие применения реверсивного счетчика. Они содержат два БФ для переключения диапазонов и фиксированных настроек, сопряженных между собой цепью зависимой фиксации. При таком построении каждый блок фиксации управляется автономно, независимо от другого, что обеспечивает высокую оперативность при эксплуатации.

Рассмотрим некоторые примеры построения БФ для реверсивного и комбинированного переключателей.

Блок фиксации для реверсивного переключателя на десять положений. Принципиально БФ можно построить на базе триггеров по схемам кольцевого счетчика или двоичного счетчика с дешифратором. Наиболее экономичен по питанию и числу микросхем БФ с применением микросхем серии К176: ИС К176ТМ2 (два D-триггера с установкой «0» и «1») и ИС К176ИД1 (дешифратор 4×10).

При числе ячеек $n=10$ необходимо соединить четыре триггера в последовательный двоичный счетчик и ввести между ними обратную связь. При этом [1] для организации прямого счета вход каждого последующего триггера должен быть соединен с выходом предыдущего триггера таким образом, чтобы изменение состояния триггера старшего разряда (перенос) осуществлялось при переходе триггера соседнего младшего разряда из состояния «1» в состояние «0». Для обратного счета вход каждого последующего триггера соединяется с выходом предыдущего триггера так, чтобы состояние триггера старшего разряда изменялось при переходе триггера соседнего младшего разряда из состояния «0» в состояние «1».

Таблица истинности БФ на десять положений, построенного по такому принципу, представлена в табл. 3.

Таблица 3

Прямой счет ($X_1=1$)						Обратный счет ($S_2=1$)					
Состояние переключателя	Код на выходе дешифратора				Выход дешифратора	Состояние переключателя	Код на выходе дешифратора				Выход дешифратора
	1	2	4	8			1	2	4	8	
1	0	0	0	0	0	10	1	0	0	1	9
2	1	0	0	0	1	9	0	0	0	1	8
3	0	1	0	0	2	8	1	1	1	0	7
4	1	1	0	0	3	7	0	1	1	0	6
5	0	0	1	0	4	6	1	0	1	0	5
6	1	0	1	0	5	5	0	0	1	0	4
7	0	1	1	0	6	4	1	1	0	0	3
8	1	1	1	0	7	3	0	1	0	0	2
9	0	0	0	1	8	2	1	0	0	0	1
10	1	0	0	1	9	1	0	0	0	0	0

Из табл. 3 можно написать выражение для синтеза схемы переноса:

$$C = \bar{Q} X_1 + Q X_2, \quad (4)$$

где C — импульс переноса; Q и \bar{Q} — прямой и инвертированный выходы триггера, с которого осуществляется перенос; X_1 и X_2 — управляющие входы переключателя ($X_1=1$ при прямом счете, $X_2=1$ при обратном счете).

Преобразуем (4) для базисного элемента ИЛИ — НЕ:

$$C = \overline{\overline{Q}X_1 + QX_2} = \overline{\overline{Q}X_1} \cdot \overline{QX_2} = (\overline{\overline{Q}} + \overline{\overline{X_1}})(\overline{\overline{Q}} + \overline{\overline{X_2}}) = \\ = \overline{\overline{Q}X_1 + QX_2 + \overline{X_1}X_2} = \overline{Q + X_1 + \overline{Q} + X_2 + \overline{X_1} + \overline{X_2}}.$$

Заметим, что запускать переключатель целесообразно отрицательным перепадом, так как в этом случае комбинация $\overline{X_1 + X_2}$ становится равной нулю. В этом случае выражение для схемы переноса упрощается: $C = \overline{Q + X_1 + \overline{Q} + X_2}$. Таким образом, схема переноса реализуется тремя элементами ИЛИ — НЕ.

Схема БФ для переключателя на десять положений дана на рис. 13. Она содержит четыре триггера (Э1, Э2), соединенных схемами переноса (Э3, Э4, Э5.1) для получения суммирующего и вычитающего режимов работы счетчика, дешифратор состояний счетчика Э6, генератор тактовых импульсов (Э5.2, Э5.3), запускаемый через схему ИЛИ (Д1, Д2) от прямого или реверсивного входов управления БФ, и схему исключения шести лишних состояний счетчика.

Из табл. 3 следует, что схема исключения лишних состояний счетчика при обратном счете не оказывает влияния на режим прямого счета. В режиме обратного счета подачей логической «1» на вход Э5.4 блокируется работа схемы исключения лишних состояний счетчика при прямом счете, что необходимо, так как она реагирует на код 1001. Для исключения лишних состояний при прямом счете используется срез импульса на выходе 9 дешифратора, который выделяется инвертором Э5.4 и дифференцирующей цепью С4R4.

При обратном счете лишние состояния исключаются в результате обратной связи через цепь С2R7, обеспечивающей вычитание кода 0110 из полной емкости счетчика 1111 (триггеры второго и третьего разрядов при этом обнуляются).

Составим уравнения для логической схемы распределения сигналов установки, полагая, что при первом включении БФ должен быть установлен короткий импульсом в определенное положение:

$$R1 = X_{уст} + X_{пр}, \quad R2 = X_{уст} + X_{пр} + X_{обр},$$

$$R3 = X_{уст} + X_{пр} + X_{обр}, \quad R4 = X_{уст} + X_{пр},$$

где $R1—R4$ — входы установки нуля триггеров Э1 и Э2; $X_{уст}$ — сигнал начальной установки; $X_{пр}$ и $X_{обр}$ — сигналы исключения лишних состояний при прямом и обратном счете. После упрощения получим: $R1 = R4 = X_{уст} + X_{пр}$, $R2 = R3 = R1 + X_{обр}$. Отсюда видно, что логическая схема распределения сигналов содержит две схемы ИЛИ (на рис. 12 они реализованы на диодах Д3 — Д6, при этом импульс установки образуется перепадом напряжения, поступающим на дифференцирующую цепь С3R3).

Блок фиксации для комбинированного переключателя. При небольшом числе положений БФ экономически целесообразно выполнить на кольцевом счетчике. Рассмотрим БФ для комбинированного переключения четырех диапазонов и четырех фиксированных частот (4+4).

Кольцевой счетчик удобно строить на базе ИС К176ИР2, представляющей 4-разрядный статический регистр сдвига. Особенности этой схемы: наличие двух 4-разрядных регистров в одном корпусе; наличие прямых выходов каждого разряда регистра, раздельный запуск каждого регистра; возможность установления нуля в каждом регистре.

Устройство БФ (рис. 14) содержит два кольцевых счетчика, построенных на регистре сдвига Э1, и тактовый генератор Э3.1, Э3.2.

Таблица функционирования регистра (табл. 4) составлена с учетом соединения его синхровхода с выходом тактового генератора.

Считая $X_1—X_4$ выходами соответствующих разрядов регистра, можно найти лишь две их комбинации, при которых на входе D-триггера первого разряда должна быть «1»: «0» во всех разрядах (подготовка к работе), «1» в старшем разряде (подготовка к соединению в кольцо).

Согласно табл. 4 функцию для D можно представить в виде $D = X_1X_2X_3X_4 + \overline{X_1}X_2X_3X_4 = \overline{X_1}X_2X_3 = X_1 + X_2 + X_3$. Она реализуется схемой трех ИЛИ — НЕ

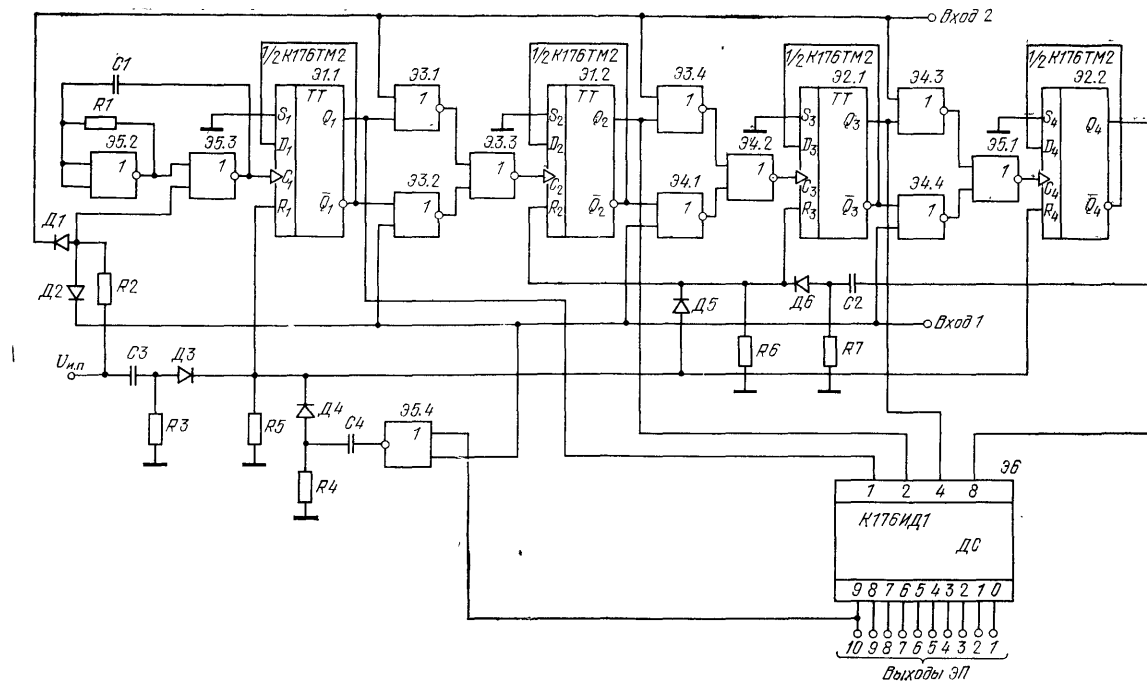


Рис. 13. Схема БФ для реверсивного переключателя на десять положений

Таблица 4

X_1	X_2	X_3	X_4	D
0	0	0	0	1
1	0	0	0	0
0	1	0	0	0
0	0	1	0	0
0	0	0	1	1

(Э2.1, Э2.2). Тактовый генератор запускается управляющим сигналом любого переключателя с помощью схемы ИЛИ (Э3.3). Этот сигнал поступает одновременно в качестве запрещающей единицы на R вход сопряженного переключателя, чем достигается его отключение (если он ранее был включен).

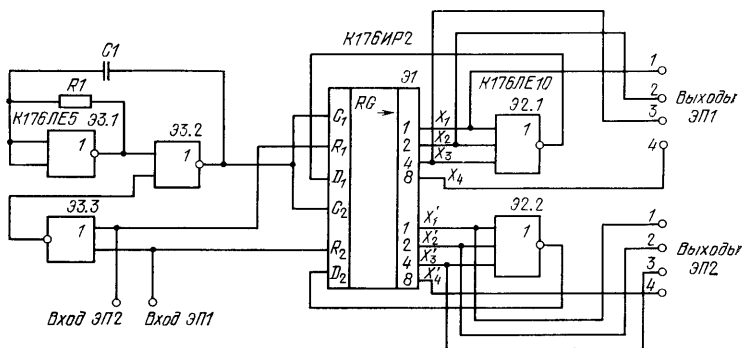


Рис. 14. Функциональная схема БФ для комбинированного переключения четырех диапазонов и четырех фиксированных частот

ЭЛЕКТРОННАЯ ПЕРЕСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

ПАРАМЕТРЫ ВАРАКТОРОВ

С освоением промышленностью варакторных матриц, обладающих резкими зависимостями емкости от управляющего напряжения постоянного тока, стало возможным использовать их в контурах преселекторов и гетеродинов АМ—ЧМ диапазонов взамен громоздких механических блоков переменных конденсаторов. Опыт применения варакторов свидетельствует об их неоспоримых преимуществах перед механическими блоками. Варакторы обеспечивают:

высокую прочность и надежность при отсутствии подверженности частоты настройки механическим воздействиям;

возможность достижения практически любой заданной селективности преселектора в результате применения необходимого числа синхронно перестраиваемых контуров;

отсутствие микрофонного эффекта и устранение порождаемых им ограничений в уровне звуковой отдаче тракта низкой частоты радиоприемника (особенно в малогабаритных моделях);

улучшение качества звучания приемника за счет уменьшения габаритов его электрической части и соответствующего увеличения объема для акустической системы;

снижение излучения гетеродинного напряжения за счет уменьшения конструктивных связей между элементами перестройки частоты в гетеродине и преселекторе;

введение систем запоминания кодов предварительных настроек, автопоиска, дистанционного и программного управления и других эксплуатационных удобств без применения сложных механических и электромеханических узлов (электродвигателей, кинематических устройств), вызывающих удорожание, повышение трудоемкости изготовления, снижение надежности и увеличение габаритов аппаратуры;

более полное удовлетворение конструктивных решений, выбранных при разработке аппаратуры, требованиям эргономики и художественной эстетики.

Для электронной перестройки частоты в радиовещательных приемниках используют преимущественно два типа варакторных матриц:

КВС-120 из трех варакторов для диапазонов АМ и КВС-111А из двух варакторов для диапазона ЧМ. Усредненные нормализованные зависимости емкостей матриц от управляющего напряжения приведены на рис. 15. Эти зависимости для матриц КВС-111А могут быть аппроксимированы следующим аналитическим выражением [2]:

$$C = C_n \left(\frac{U_n + \varphi_k}{U + \varphi_k} \right)^{0,43}, \quad (5)$$

где $C_n = 33$ пФ при управляющем напряжении $U_n = 4$ В; $\varphi_k = 0,85$ В — контактная разность потенциалов p - n перехода; U — текущее значение управляющего напряжения. Погрешность аппроксимации зависимости $C = f(U)$ не превышает 6% в диапазоне изменения $U = (0-30)$ В.

При воздействии сильного сигнала, вследствие нелинейности вольт-фарадной характеристики варактора, ухудшается помехозащищенность УКВ блока и искажается резонансная характеристика контура. Уход частоты настройки одного из контуров (с максимальным значением возбуждающей ЭДС) приводит к рассогласованию и появлению паразитной АМ при воздействии на контур полезного ЧМ сигнала. Для ослабления влияния нелинейности на практике используют встречно-последовательное включение двух

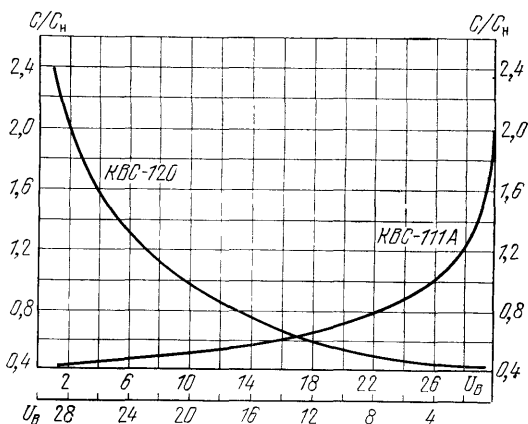


Рис. 15. Нормализованные зависимости емкостей варакторов от управляющего напряжения

варакторов матрицы. В этом случае напряжения четных гармонических составляющих сигнала противоположны и потому компенсируются. Одновременно ослабляется влияние сильного сигнала на частоту настройки. Для матриц КВС-120

$$C = 5 + 230 e^{-U/8}. \quad (6)$$

Погрешность аппроксимации зависимости $C=f(U)$ не превышает $\pm 7,5\%$, в диапазоне изменения $U = (2-30)$ В. При $U=1$ В погрешность — $12,5\%$.

Основные параметры варакторов приведены в табл. 5.

Таблица 5

Тип	$C_{\text{ном}}$, пФ		Q	$I_{\text{обратн.}}$ мкА	$U_{\text{обратн.}}$ В	Режим измерения				
						$C_{\text{ном}}$		Q		
	min	max				U , В	f , МГц	C , пФ	f , МГц	U , В
КВС-120	230	280	400	0,05	32	1,0	0,5	200	0,5	—
КВС-111А	27	39	200	1,0	30	4,0	1,0	—	50	4

Для варактора КВС-120 добротность обратно пропорциональна частоте f [МГц] и емкости C [пФ]; $Q = 4 \cdot 10^4 / (f C_{\sim})$. При $C = 250$ пФ $Q = 100$ на $f = 1,6$ МГц, $Q = 13$ на $f = 12$ МГц. Полное перекрытие емкости варактора КВС-120 можно реализовать лишь в диапазонах ДВ—СВ. В диапазонах КВ варактор целесообразно использовать лишь для работы на его растянутых участках, где коэффициент перекрытия по частоте не превышает $K_d = f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 1,05$. Переменная емкость варактора C_{\sim} при начальной емкости контура $C_{\text{нач}} = 100$ пФ; $C_{\sim} = C_{\text{нач}}(K_d^2 - 1)$. Добротность емкостной ветви с варикапом на $f = 12$ МГц $Q = 4 \cdot 10^4 / (12 \cdot 10) \approx 330$.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ УПРАВЛЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Подобно механическому блоку переменных конденсаторов, в которых необходимый закон изменения частоты достигается выбором определенной конфигурации пластин ротора и статора, при электронной перестройке частоты регулятор управляющего напряжения (переменный резистор) должен обеспечивать необходимую функциональную зависимость частоты контура от угла поворота регулятора.

Для радиовещательного приемника наиболее подходит прямо-частотный тип регулятора, обеспечивающий изменение частоты контура, пропорциональное углу поворота регулятора.

Регулятор АМ диапазона (рис. 16). Для прямочастотного типа регулятора частота контура f_{α} с изменением угла поворота регулятора α изменяется:

$$f_{\alpha} = f_{\text{min}} \left[1 + \frac{\alpha}{\alpha_{\text{max}}} (K_d - 1) \right],$$

где K_d — коэффициент перекрытия по частоте; α_{\max} — максимальный угол поворота регулятора (полагаем, что при $\alpha = \alpha_{\max}$ частота контура максимальна). Подставив $f_\alpha = 1/(2\pi\sqrt{L_K C_K})$ и $f_{\min} = 1/(2\pi\sqrt{L_K C_{K\max}})$, получим зависимость емкости контура от угла поворота регулятора:

$$C_K = C_{K\max} / \varphi(\alpha),$$

где

$$\varphi(\alpha) = \left[1 + \frac{\alpha}{\alpha_{\max}} (K_d - 1) \right]^2. \quad (7)$$

Используя (6), можно получить зависимость, устанавливающую для прямочастотного регулятора функциональную связь между его сопротивлением и углом поворота [2]:

$$\frac{R_\alpha}{R_{\max}} = \frac{8}{U_{\max} - U_{\min}} \ln \left[\frac{\varphi(\alpha) (K_d - 1)}{K_d^2 - \varphi(\alpha) + K_d^2 [\varphi(\alpha) - 1] e^{-\frac{U_{\max} - U_{\min}}{8}}} \right], \quad (8)$$

где U_{\max} , U_{\min} — максимальное и минимальное значения управляющего напряжения.

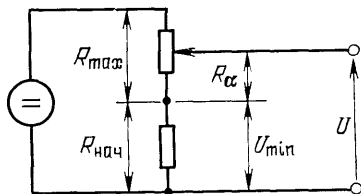


Рис. 16. Схема включения регулятора управляющего напряжения

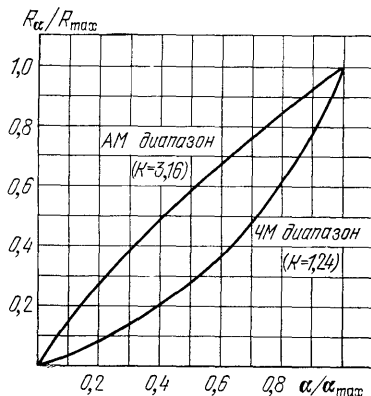


Рис. 17. Функциональные характеристики прямочастотных регуляторов

Регулятор с подобным законом изменения переменного сопротивления обеспечивает изменение частоты настройки, пропорциональное углу поворота регулятора в диапазоне с максимальным коэффициентом перекрытия по частоте $K_{d\max}$. При использовании этого регулятора в других диапазонах с $K_d < K_{d\max}$ в контур должны быть включены дополнительные конденсаторы, уменьшающие перекрытие диапазона. На практике эта задача решается увеличением начальной емкости контура (включением шунтирующего конденсатора) либо уменьшением максимальной емкости контура (включением педингового конденсатора). В обоих случаях это приводит к нарушению прямочастотности характеристики настройки. В [3] показано, что нелинейность характеристики η , определяемая как отношение наибольшей плотности делений на

шкале к наименьшей, для этих двух способов уменьшения перекрытия составляет $\eta_1 = K_{д\max}^3 / K_{д}^3$ при использовании шунтирующего конденсатора и $\eta_2 = K_{д\max} / K_{д}$ — для педингового. Отсюда следует, что для сохранения линейности характеристики настройки целесообразно уменьшать перекрытие диапазона с помощью педингового конденсатора.

Заметим, что применение многослойного регулятора с общей осью вращения позволяет получить прямочастотную характеристику настройки во всех диапазонах. Это дополнительное преимущество электронного метода управления частотой по сравнению с механическими. На рис. 17 для примера представлена функциональная характеристика прямочастотного регулятора, построенная по формуле (8) при следующих исходных данных: диапазон СВ или полный диапазон КВ (4—12 МГц), коэффициент перекрытия по частоте $K_{д} = 3,16$, управляющее напряжение регулятора $U_{\min} = 1$ В, $U_{\max} = 24$ В.

Регулятор ЧМ диапазона. Исходя из (5) можно получить аналогичную зависимость изменения переменного сопротивления прямочастотного регулятора управляющего напряжения при использовании варакторов КВС-111А [2]

$$\frac{R_{\alpha}}{R_{\max}} = \frac{1}{\sqrt[0,43]{1+P}-1} \left[\sqrt[0,43]{\frac{1+P}{1+\frac{P}{K_{д}^2-1} \left[\frac{K_{д}^2}{\varphi(\alpha)} - 1 \right]}} - 1 \right], \quad (9)$$

где $P = C_{к\min}(K_{д}^2 - 1) / C_{\max}$, C_{\max} определяется из (5) при максимальном значении управляющего напряжения ($U = U_{\max}$); $C_{к\min} = 1 / (\omega_{\max}^2 L_{к})$ — минимальная емкость контура; $\varphi(\alpha)$ определяется из (7).

На рис. 17 представлена характеристика прямочастотного регулятора, построенная по формуле (9) при следующих данных: диапазон частот 87—108 МГц; $K_{д} = f_{\max} / f_{\min} = 1,24$; $L_{к} = 0,12$ мкГн; $C_{к\min} = 18,1$ пФ; $U_{\max} = 24$ В, $C_{\min} = 16,4$ пФ. При встречном включении варакторов: $C_{\min\text{встр}} = 8,2$ пФ, $P = 1,19$, $U_{\min} = 3,1$ В.

ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

СИСТЕМЫ АПЧ

Под автоподстройкой понимают автоматическое регулирование частоты гетеродина $f_{г}$, обеспечивающее поддержание практически постоянного значения промежуточной частоты приемника $f_{пч}$ при изменении питающего напряжения, температуры или воздействия других дестабилизирующих факторов.

В табл. 6 для разных диапазонов радиовещания приведены допустимые относительное отклонение частоты гетеродина $\Delta f_{г} / f_{г}$ и температурные коэффициенты частоты (ТКЧ), вычисленные при условии, что уход частоты гетеродина $\Delta f_{г}$ при перепаде темпера-

туры, равном 30°C , не превосходит половины полосы пропускания тракта ПЧ.

В диапазонах ДВ, СВ и УКВ необходимые температурные коэффициенты частоты $(30\text{—}200)10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ могут быть получены методами параметрической стабилизации частоты гетеродина. В КВ диапазоне, где требуемый ТКЧ на порядок меньше, стабильность настройки может быть обеспечена применением системы АПЧ.

Различают аналоговые и цифровые системы АПЧ. Аналоговые системы используются исключительно в УКВ диапазоне, для которого характерно постоянство напряженности поля принимаемого сигнала в месте приема.

В АМ диапазонах аналоговые системы АПЧ не нашли распространения по следующим причинам:

необходимость введения дополнительного частотного дискриминатора;

при замираниях полезного сигнала (вследствие фединга) исчезает и $f_{\text{п.ч}}$, а следовательно, прекращает работу система АПЧ;

частотный интервал между соседними радиостанциями в КВ диапазонах равен 5 кГц. Поэтому возможны проникновение в полосу ПЧ тракта соседнего спектра частот, а следовательно, перестройка гетеродина системой АПЧ на частоту помехи;

при отключении и повторном включении приемника система АПЧ не позволяет гетеродину настроиться на ранее принимаемую частоту сигнала, так как во время переходного процесса, в течение которого частота гетеродина приближается к требуемой, появление в ПЧ тракте любой помехи с уровнем, превосходящим полезный сигнал, вызывает срабатывание АПЧ и соответственно ложную настройку приемника.

От этих недостатков свободны цифровые системы АПЧ (ЦАПЧ), позволяющие методами логической схемотехники стабилизировать частоту гетеродина независимо от наличия принимаемого сигнала.

СИСТЕМА ЦАПЧ С КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

Принцип работы. Базируясь на кратности частот радиовещательных станций АМ диапазонов 1 или 5 кГц, можно создать систему ЦАПЧ, обеспечивающую АПЧ гетеродина к ближайшей частоте, кратной принятому дискрету перестройки. Упрощенный вариант подобной системы представлен на рис. 18 [7].

Напряжение гетеродина 1 поступает на формирователь прямоугольных импульсов 2 и далее при наличии импульса счета, поступающего с блока формирования служебных интервалов 3, проходит через схему совпадений 4 на делитель частоты 5. Делитель

Таблица 6

Параметр	ДВ	СВ	УКВ	КВ
$\Delta f_{\text{г}}/f_{\text{г}}, \%$	0,6	0,25	0,125	0,0125
$\text{ТКЧ} \times 10^6$	200	62	31	3,1

частоты перед каждым импульсом счета устанавливается импульсом установки в определенное, например нулевое, состояние.

Блок формирования служебных интервалов имеет такое же назначение, как и в блоке цифрового отсчета частоты. Отличие лишь в том, что интервал индикации используется в данном случае для подстройки частоты гетеродина (см. стр. 36).

Число импульсов N , проходящих через делитель частоты за время счета $t_{сч}$, связано с состоянием делителя по окончании счета простым соотношением:

$$N = t_{сч}/T_{г} = t_{сч} f_{г} = aK + b,$$

где $T_{г}$ — период колебаний частоты гетеродина; K — коэффициент деления частоты; a — количество переполнений делителя частоты за время $t_{сч}$; b — число, определяющее состояние делителя частоты по окончании $t_{сч}$ при условии предварительной установки нуля. При $b=0$

$$f_{г} = aK/t_{сч}. \quad (10)$$

Из этого выражения видно, что если, например, $K=10$, а $t_{сч}=1$ мс, то частота гетеродина кратна 10 кГц. Это справедливо при $b=0$. Выполнение этого условия обеспечивается компаратором 6, который после каждого импульса счета сравнивает состояние делителя с нулевым состоянием. В случае их несовпадения во время импульса подстройки осуществляется заряд или разряд интегратора 7 в соответствии со знаком ухода частоты гетеродина.

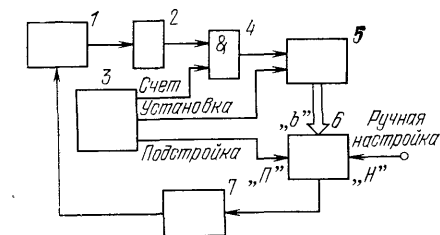


Рис. 18. Структурная схема кольца ЦАПЧ

Варианты построения схем формирователей прямоугольных импульсов и служебных интервалов будут рассмотрены далее. Отметим лишь, что для обеспечения стабильности частоты гетеродина $f_{г}$ необходима, как это следует из (10), кварцевая стабилизация времени счета $t_{сч}$.

Основные требования к интегратору. Рассмотрим основные требования к интегратору, построение которого целесообразно выполнить на базе операционного усилителя.

При разомкнутой петле ЦАПЧ частота гетеродина может изменяться вследствие температурных изменений LC элементов контура гетеродина и напряжения смещения и вследствие изменения выходного напряжения интегратора под воздействием температуры и утечек зарядов его реактивных элементов.

Определяя границы допустимого приращения напряжения ΔU на выходе интегратора, следует учесть, что:

минимально-допустимое приращение напряжения должно быть не менее чем это требуется для компенсации изменения $f_{г}$ за весь

период регулирования. Понизить значение ΔU_{\min} можно, используя реактивные элементы интегратора с малой утечкой:

максимально-допустимое приращение ΔU_{\max} определяется из условия предупреждения перерегулировки в кольце ЦАПЧ, когда возможны не только компенсация ухода частоты гетеродина, но и изменение ее в противоположную сторону к соседней частоте, кратной интервалу.

Максимально-допустимое приращение напряжения на выходе интегратора тем больше, чем ближе к линейной зависимости частоты гетеродина от управляющего напряжения. Чем шире диапазон допустимых приращений напряжения на выходе интегратора, тем легче стабилизировать кольцо ЦАПЧ. Схемотехнически это достигается уменьшением температурного дрейфа интегратора и линеаризацией зависимости f_r от управляющего интегратора. При неблагоприятных условиях возможна ситуация, когда минимально-допустимое напряжение интегратора превосходит максимальное и тогда кольцо ЦАПЧ теряет работоспособность.

Следует учитывать, что импульсы $t_{сч}$ не синхронизированы по фазе с импульсами f_r , ввиду чего по окончании каждого импульса счета возможно изменение состояния делителя на ± 1 при неизменной частоте следования импульсов гетеродина. Это приводит к паразитной девиации частоты, что особенно нежелательно для УКВ тракта, рассчитанного на прием ЧМ колебаний. Один из способов уменьшения вероятности возникновения этой паразитной девиации — введение дополнительных синхронно устанавливаемых делителей частоты, состояние которых не опознается компаратором.

Кольцо ЦАПЧ позволяет удерживать любую из частот, кратных выбранному интервалу $\Delta f = K/t_{сч}$. Целесообразно выбрать $\Delta f = 1$ и 10 кГц в АМ и ЧМ диапазонах соответственно. Эти интервалы, как это следует из (10), можно получить, применяя делители с коэффициентами деления $K=5$ и 50 при $t_{сч}=5$ мс.

Вариант построения компаратора. Рассмотрим вариант построения компаратора, сопряженного с делителем на 5 (Э2 на рис. 33). Учитывая, что на выходе делителя имеется трехразрядный параллельный код, легко построить компаратор, используя комбинационное устройство и коммутатор, отключающий вход интегратора при точном совпадении частоты ($b=0$) в режиме ручной настройки и в интервалы между импульсами подстройки частоты.

Таким образом, команду на управляющий вход коммутатора можно выразить формулой

$$U_{упр} = b\bar{H}P, \quad (11)$$

где $H=1$ в режиме ручной настройки; $P=1$ при наличии импульса подстройки.

Это выражение легко получить на основе таблицы истинности (рис. 19,а), где приведены значения $U_{упр}$, как функции от полного двоичного перебора входных переменных. Выведем выражение для функции на сигнальном входе ключа U_o , пользуясь таблицей:

истинности (рис. 19,б). Пять возможных состояний делителя Э2 (см. рис. 33) по окончании импульса счета определяются трехразрядным параллельным кодом $X_1—X_3$ (X_1 — старший разряд). Так как при точном совпадении частоты $b=0$, то при возрастании частоты делитель останется в одном из последующих состояний, а при уменьшении частоты — в одном из предыдущих.

b	H	Π	$Y_{\text{упр}}$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	0

а)

№ состояния	b в двоичном коде			b в десятичном коде	Y_c
	X_1	X_2	X_3		
1	0	0	0	0	*
2	0	0	1	1	1
3	0	1	0	2	1
4	0	1	1	3	0
5	1	0	0	4	0

б)

	$\bar{x}_1 \bar{x}_3$	$\bar{x}_2 x_3$	$x_2 x_3$	$x_2 \bar{x}_3$
\bar{x}_1	*	1	0	1
x_1	0	*	*	*

в)

Рис. 19. Синтез комбинационной схемы компаратора

Из четырех свободных состояний два можно считать последующими ($Y_c=1$), другие два — предыдущими ($Y_c=0$). Значение Y_c можно определить из следующих соображений. При увеличении частоты для компенсации ее ухода необходимо увеличить емкость варактора контура гетеродина, что равносильно уменьшению управляющего напряжения. В этом случае при выполнении интегратора на операционном усилителе, являющегося инвертором, на вход интегратора должно быть подано положительное приращение тока (сигнала) ($Y_c=1$). Аналогично при уменьшении частоты на интегратор следует подавать отрицательное приращение тока ($Y_c=0$).

Для минимизации функции Y_c в зависимости от кода числа b воспользуемся картой Карно (рис. 19). При этом, ввиду наличия только пяти двоичных переборгов аргументов из восьми возможных (пять состояний делителя), три значения функции Y_c для нас безразличны (на рис. 19,б они обозначены знаком *). Кроме того, имеется еще одно безразличное значение функции Y_c при $b=0$, так как в этом случае ключ разомкнут ($Y_{\text{упр}}=0$).

Из рассмотрения карты Карно видно, что целесообразно произвести склеивание по нулям. Тогда выражение для инвертируемой функции Y_c принимает вид

$$\bar{Y}_c = X_1 + X_2 X_3. \quad (12)$$

Преобразуем полученные функции $Y_{\text{упр}}$ и Y_c в единый элементный базис, например ИЛИ — НЕ.

Из таблицы истинности (рис. 19,б) видно: $\bar{b} = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3$, $b = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3$. Подставив это значение b в (11), получим

$$Y_{\text{упр}} = \bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 \cdot H \cdot \Pi = \bar{X}_1 + X_2 + X_3 \cdot H \bar{\Pi} = \bar{X}_1 + X_2 + X_3 + H + \bar{\Pi}. \quad (13)$$

Пользуясь принципом дуальности, (12) можно видоизменить: $\bar{Y}_c = X_1 + \bar{X}_2 \cdot \bar{X}_3 = X_1 + \bar{X}_2 + \bar{X}_3$. Отсюда $Y_c = X_1 + \bar{X}_2 + \bar{X}_3$.

На рис. 20 представлена функциональная схема компаратора, выполненная полностью на элементах ИЛИ—НЕ. Коммутатором служит 1/4 КМОП ИС типа К176КТ1, обладающая малой проводимостью в закрытом состоянии ключа. Комбинационное устройство выполнено на двух корпусах К176: 4×2 ИЛИ—НЕ и 3×3 ИЛИ—НЕ.

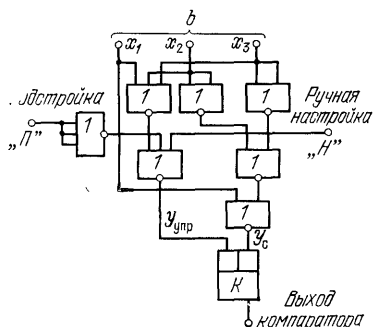


Рис. 20. Функциональная схема компаратора

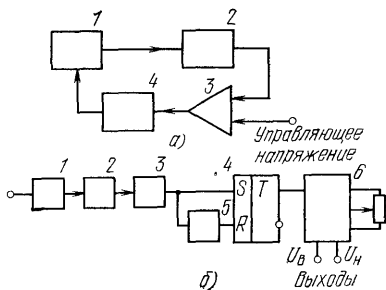


Рис. 21. Структурные схемы кольца ЦАПЧ (а) и блока ЦАПЧН (б)

СИСТЕМА ЦАПЧ ДЛЯ ПРИЕМНИКОВ С ПАМЯТЬЮ

Рассмотрим систему ЦАПЧ, не требующую применения кварцевого резонатора и обладающую в то же время качествами, отсутствующими в описанной системе.

Принцип работы. В общем случае в радиоприемниках с электронной перестройкой частоты суммарная точность частоты гетеродина определяется стабильностью элементов колебательного контура, напряжения источника питания и потенциометра управляющего напряжения, поступающего на варакторы.

При использовании механически надежного потенциометра его нестабильность можно не учитывать, так как в силу однородности материала потенциометра, при воздействии на него дестабилизирующих факторов, имеют место одинаковые относительные изменения сопротивлений плеч потенциометра. Это обеспечивает стабильность управляющего напряжения на его движке.

Принцип работы системы можно уяснить из рис. 21,а [8]. Колебательное напряжение на контуре гетеродина 1, перестраиваемом варактором, после формирователя прямоугольных импульсов поступает на цифровой преобразователь частоты в напряжение (ЦПЧН) 2. Выходное напряжение преобразователя ЦПЧН, пропорциональное генерируемой частоте, поступает на один из входов дифференциального усилителя (ДУ) 3, на другой его вход поступает управляющее напряжение от потенциометра настройки, которое можно рассматривать как опорное. Выходное напряжение ДУ через интегрирующую цепь 4 подводится далее к варактору контура гетеродина.

При различии управляющего и выходного напряжений ЦПЧ на выходе ДУ появляется сигнал ошибки, который в зависимости от полярности заряжает или разряжает конденсатор интегрирующей цепи, вызывая увеличение или уменьшение напряжения на нем. Этот процесс продолжается до тех пор, пока напряжение ошибки (или разностное напряжение на входе ДУ) не достигнет нуля, чем и завершится процесс точной установки частоты гетеродина.

Таким образом, при хорошей стабильности блоков ЦПЧ и ДУ и достаточном усилении в кольце ЦАПЧ частота гетеродина будет определяться опорным напряжением на движке потенциометра настройки.

Цифровой преобразователь частоты в напряжение (ЦПЧН). Рассмотрим вариант исполнения узла ЦПЧН с использованием линии задержки (ЛЗ) в качестве времязадающего элемента (рис. 21,б).

Прямоугольные импульсы частоты гетеродина f_r с формирователя 1 подводятся к делителю частоты 2, понижающему ее в K раз, и далее на дифференцирующую цепь 3. На ее выходе образуются короткие импульсы с периодом повторения $T=1/(f_r/K)=K/f_r$. Эти импульсы поступают на S вход R - S триггера 4 и на его R вход через ЛЗ 5. На выходе триггера формируются прямоугольные импульсы с тем же периодом T и длительностью τ_n , которая, как видно из временных диаграмм (рис. 22), определяется соотношением

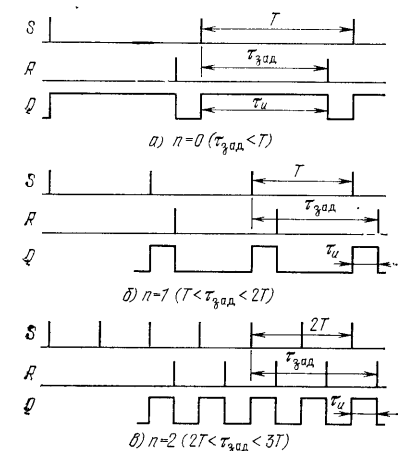
$$\tau_n = \tau_{\text{зад}} - nT, \quad (14)$$

где $\tau_{\text{зад}}$ — время задержки ЛЗ; $n=0, 1, 2, \dots$ — целая часть числа $\tau_{\text{зад}}/T$.

Далее импульсы поступают на интегральную RC -цепь устройства компенсации 6.

Процесс установления режима работы RC -цепи с постоянной времени $\tau_{и.п}=RC$ при подаче на нее прямоугольных импульсов можно считать завершенным, если приращение заряда на емкости C за время действия импульса $g_{\tauи}$ будет равно уменьшению его за время паузы $g(T-\tau_{и})$. При динамическом равновесии (стационарный режим) площадь, ограниченная выходным импульсом и осью времени в течение длительности импульса, равна площади, ограниченной выходным импульсом и осью времени в течение длительности паузы, и, таким образом, среднее значение напряжения на R за период колебаний T равно нулю.

Рис. 22. Временные диаграммы



В установившемся режиме $\tau_{\text{ц}} \gg T$ выходное напряжение ЦПЧ

$$U_c = U_{\langle 1 \rangle} \tau_{\text{ц}} / T = U_{\langle 1 \rangle} \tau_{\text{ц}} f_{\Gamma} / K, \quad (15)$$

где $U_{\langle 1 \rangle}$ — напряжение логической «1», определяющее амплитуду прямоугольного импульса в цифровой схеме.

Подставляя в (15) $\tau_{\text{ц}}$ из (14), находим

$$U_c = U_{\langle 1 \rangle} (\tau_{\text{зад}} f_{\Gamma} / K - n). \quad (16)$$

Зависимость (16), представляющая частотную характеристику выходного напряжения ЦПЧН, изображена на рис. 23, откуда видно, что внутри каждого диапазона, определяемого шагом перестройки $\Delta \Phi_n$, выходное напряжение строго пропорционально f_{Γ} / K и с изменением n линейный закон строго повторяется. Приняв в (16) $U_c = U_{\langle 1 \rangle}$ при $n=0$, получим соотношение для шага перестройки:

$$\Delta \Phi_n = K / \tau_{\text{зад}}. \quad (17)$$

С учетом (17) получим

$$U_c = (f_{\Gamma} / \Delta \Phi_n - n) U_{\langle 1 \rangle}. \quad (18)$$

Таким образом, при выбранном времени ЛЗ $\tau_{\text{зад}}$ шаг перестройки полностью определяется коэффициентом деления K .

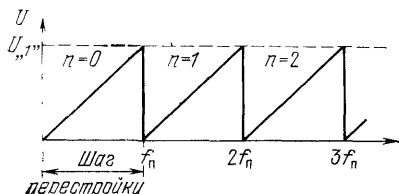


Рис. 23. Частотная характеристика ЦПЧН

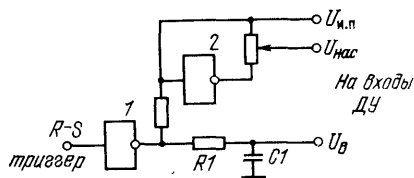


Рис. 24. Схема устройства компенсации

Устройство компенсации. Из (18) видно, что выходное напряжение ЦПЧН U_c , определяющее в конечном счете частоту гетеродина, зависит от напряжения логической «1» ($U_{\langle 1 \rangle}$), которая, в свою очередь, определяется стабильностью источника питания и напряжением насыщения транзисторов в применяемых ИС. Для уменьшения влияния этих факторов в блок ЦПЧН (рис. 21,б) введено специальное устройство компенсации, в котором путем сравнения выходного напряжения ЦПЧН с опорным напряжением потенциометра настройки достигается компенсация нестабильности питающего напряжения.

В составе устройства компенсации (рис. 24) используется матрица из двух инверторов с открытыми коллекторными выходами. Инвертор 1 переключается прямоугольными импульсами, поступающими на его вход с инвертированного выхода $R-S$ триггера (на выходе инвертора и на прямом выходе $R-S$ триггера полярности импульсов совпадают). В результате на выходе инвертора (коллекторе) возникают попеременно два логических состояния

«0» (U_n) и «1» ($U_{н.п}$), где U_n — напряжение коллектор — эмиттер в режиме насыщения. К инвертору 2 постоянно подводится $U_{н.п}(U_{н.п})$, поэтому его выход находится в состоянии «0» (U_n).

Так как потенциометр настройки включен между выходом инвертора и плюсом $U_{н.п}$, то при перемещении его движка управляющее напряжение U_n изменяется в пределах «0» и «1». В тех же пределах изменяется напряжение на выходе интегрирующей цепи блока ЦПЧН при измерении частоты гетеродина в пределах шага перестройки. Отсюда ясно, что любое изменение питающего напряжения или температурные воздействия (изменение $U_{нас}$) вызовут синхронные изменения управляющего напряжения (U_n) и выходного напряжения ЦПЧН (U). Так как оба эти сигнала подводятся к дифференциальному усилителю (рис. 2.1,а), то благодаря его свойству подавлять синфазные помехи на выходе ДУ не появится сигнала ошибки, а следовательно, контур гетеродина не подвергнется дополнительному регулировочному воздействию.

Частотная погрешность. В отличие от устройства ЦАПЧ, стабильность которого определяется кварцевым резонатором, частотная погрешность данной системы определяется нестабильностями ЛЗ, R-S триггера, дифференциального усилителя и устройства компенсации.

Нестабильность потенциометра настройки, как указывалось, невелика, и ею можно пренебречь.

Температурные изменения времени ЛЗ ($\Delta\tau_{л.з}$) и времени переключения ($\Delta\tau_{тр}$) приведут к изменению шага перестройки [см. 17]. Температурные нестабильности дифференциального усилителя ($\Delta U_{ду}$) и схемы компенсации ($\Delta U_{комп}$) вызовут изменения в пределах шага перестройки и сохранятся со сменой диапазонов.

Согласно (16) $f_{г} = (U_c/U_{н.п} + n)K/\tau_{зад}$. Полное приращение частоты гетеродина под воздействием упомянутых нестабильностей может быть получено из выражения

$$\Delta f_{г} \approx \frac{\partial f_{г}}{\partial \tau_{зад}} \Delta \tau_{зад} + \frac{\partial f_{г}}{\partial U_c} \Delta U_c, \quad (19)$$

где $\partial f_{г}/\partial \tau_{зад}$ и $\partial f_{г}/\partial U_c$ — частные производные частоты гетеродина по времени задержки и напряжению настройки: $\Delta \tau_{зад} = \Delta \tau_{л.з} + \Delta \tau_{тр}$, $\Delta U_c = \Delta U_{д.у} + \Delta U_{комп}$.

После подстановки в (19) соответствующих соотношений получаем для самого неблагоприятного случая:

$$\Delta f_{г} = \frac{\Delta \tau_{л.з} + \Delta \tau_{тр}}{\tau_{зад}} f_{г} + \frac{\Delta U_{комп} + \Delta U_{д.у}}{U_{«1»}} \Delta \Phi_n.$$

Отсюда определяется результирующий температурный коэффициент всей системы ЦАПЧ:

$$ТКЧ = \frac{\Delta f_{г}}{f_{г}} = \frac{\Delta \tau_{л.з} + \Delta \tau_{тр}}{\tau_{зад}} + \frac{\Delta U_{комп} + \Delta U_{д.у}}{U_{«1»}} \cdot \frac{\Delta \Phi_n}{f_{г}}, \quad (20)$$

где $\Delta \tau_{л.з}$, $\Delta \tau_{тр}$, $\Delta U_{комп}$ и $\Delta U_{д.у}$ представляют соответствующие приращения при изменении температуры на 1° С.

Особенности расчета диапазона перестройки гетеродина. Рассмотрение частотной характеристики кольца ЦАПЧ (рис. 23) показывает, что на частотах $n\Delta\Phi_n$, где $n=0, 1, 2, \dots$, возможны нарушения его работы. Поэтому при расчете кольца ЦАПЧ необходимо руководствоваться следующими соображениями:

шаг перестройки должен быть выбран таким, чтобы нежелательные частоты попадали в интервалы между участками диапазонов радиовещания. Выполнение этого условия достигается изменением шага перестройки $\Delta\Phi_n$ со сменой диапазонов, что согласно (17) реализуется изменением коэффициента деления K ;

во избежание попадания на указанные опасные частоты при повороте ручки настройки до упора (даже если частоты находятся вне радиовещательного диапазона) потенциометр управляющего напряжения должен быть оснащен механическими фиксаторами, ограничивающими с двух сторон углы поворота. Применение в качестве подставок резисторов, включенных последовательно в нижнее и верхнее плечи потенциометра, нежелательно, так как это может привести к ухудшению ТКЧ (потенциометр не охватывает кольцом ЦАПЧ).

Приведем методику расчета диапазона перестройки гетеродина. По заданному диапазону принимаемых частот сигнала $f_{c\min} - f_{c\max}$ и значению промежуточной частоты $f_{п.ч}$ находим:

1. $f_{г\max} = f_{с\max} + f_{п.ч}$
2. $f_{г\min} = f_{с\min} + f_{п.ч}$
3. $\Delta\Phi = f_{г\max} - f_{г\min} = f_{с\max} - f_{с\min}$,

$\Delta\Phi$ — заданный диапазон перестройки частоты.

Учитывая необходимый запас на точность изготовления фиксаторов и элементов колебательного контура, определяем ориентировочный шаг перестройки:

$$\Delta\Phi_n = \gamma\Delta\Phi. \quad (21)$$

4. В первом приближении выбираем коэффициент запаса $\gamma=1,1$.

5. Полагая, что диапазон перестройки гетеродина располагается симметрично по обе стороны от центра опоры пилообразного напряжения блока ЦПЧН (см. рис. 23), можно написать:

$$n\Delta\Phi_n = f_{г\min} - (\Delta\Phi_n - \Delta\Phi)/2. \quad (22)$$

6. Решая совместно уравнения (21) и (22), находим $n \leq f_{г\min}/(\gamma\Delta\Phi) - (\gamma-1)/2\gamma$.

Округляя в сторону меньшего целого числа вычисленное значение n получаем расчетное $n_{расч}$.

7 Решая снова совместно уравнения (21) и (22), заменяя в (22) n значением $n_{расч}$, находим соотношение для расчетного коэффициента запаса $\gamma_{расч}$:

$$\gamma_{расч} = \frac{1}{1 + 2n_{расч}} \left(1 + \frac{2f_{г\min}}{\Delta\Phi} \right).$$

По найденному $\gamma_{\text{расч}}$ из (21) вычисляем $\Delta\Phi_{\text{расч}} = \gamma_{\text{расч}} \Delta\Phi$.

8. Коэффициент деления частоты

$$K = \Delta\Phi_{\text{расч}} \tau_{\text{зад}} \quad [\text{см. (17)}] \quad (23)$$

Округляем вычисленное значение K .

9. Определяем количество необходимых триггеров в делителе частоты:

$$N \geq \log_2 K = \log_{10} K / \log_{10} 2.$$

При найденном значении N предельный коэффициент деления $K_{\text{пред}} = 2^N$. Уменьшение K по сравнению с $K_{\text{пред}}$ осуществляется введением в делителе обратных связей.

10. Требуемый диапазон перестройки гетеродина с учетом запаса на точность изготовления фиксаторов потенциометра:

$$f_{\text{г min}}(n) = f_{\text{г min}} - \Delta\Phi_{\text{расч}} a,$$

$$f_{\text{г max}}(n) = f_{\text{г max}} + \Delta\Phi_{\text{расч}} a,$$

где a — коэффициент запаса.

11. Требуемые углы поворота потенциометра, ограниченные фиксаторами:

$$\alpha_{\text{п min}} = \frac{f_{\text{г min}} - f_{\text{п min}}}{\Delta\Phi_{\text{расч}}} \alpha,$$

$$\alpha_{\text{п max}} = \left(1 - \frac{f_{\text{п max}} - f_{\text{г max}}(n)}{\Delta\Phi_{\text{расч}}} \right) \alpha,$$

где α — полный угол поворота потенциометра; $f_{\text{п min}} = n\Delta\Phi_n$;
 $f_{\text{п max}} = (n+1)\Delta\Phi_n$.

Учитывая, что потенциометр настройки является общим для всех диапазонов, после расчета $\alpha_{\text{п min}}$ и $\alpha_{\text{п max}}$ для каждого диапазона необходимо выбрать единые значения α_{min} и α_{max} , где α_{min} и α_{max} — соответственно минимальное и максимальное из рассчитанных для всех диапазонов значений $\alpha_{\text{п min}}$ и $\alpha_{\text{п max}}$.

12. Диапазон перестройки гетеродина, определяемый потенциометром:

$$f_{\text{г min}} = f_{\text{п min}} + \frac{\alpha_{\text{min}}}{\alpha} \Delta\Phi_{\text{расч}} = \left(n_{\text{расч}} + \frac{\alpha_{\text{min}}}{\alpha} \right) \Delta\Phi_{\text{расч}},$$

$$f_{\text{г max}} = f_{\text{п min}} + \Delta\Phi_{\text{расч}} \frac{\alpha_{\text{max}}}{\alpha} = \Delta\Phi_{\text{расч}} \left(n_{\text{расч}} + \frac{\alpha_{\text{max}}}{\alpha} \right).$$

13. Расчетный диапазон перестройки гетеродина, определяемый LC-элементами: $f_{\text{расч min}} = f_{\text{г min}}(1-b)$, $f_{\text{расч max}} = f_{\text{г max}}(1+b)$, где b — коэффициент производственного запаса.

Пример расчета. Пользуясь приведенной методикой, рассчитаем блок КВ с двумя полурастянутыми поддиапазонами 25—31 и 41—49 м. Задано: $f_{\text{с min}} = 9500$ кГц, $f_{\text{с max}} = 11\,975$ кГц для первого поддиапазона; $f_{\text{с min}} = 5950$ кГц, $f_{\text{с max}} = 7300$ кГц для второго поддиапазона; $f_{\text{п.ч}} = 465$ кГц. Возьмем ультразвуковую линию типа УЛ364-2, используемую в блоке цветного телевизионного приемника в качестве элемента памяти сигнала на время одной строки: $\tau_{\text{л.з}} = 64$ мкс, $\Delta\tau_{\text{л.з}} = 0,2$ н·с/°С, $U_{\text{л.з}} = 5$ В, $\Delta\tau_{\text{тр}} = 0,05$ н·с/°С, $\Delta U_{\text{диф}} = 10$ мкВ/°С, $\Delta U_{\text{ком.п}} = 30$ мкВ/°С, $\alpha = 305^\circ$, $a = 1\%$, $b = 2\%$.

Проведем расчет для первого поддиапазона:

$$1. f_{г \min} = 9500 + 465 = 9965 \text{ кГц.}$$

$$2. f_{г \max} = 11\,975 + 465 = 12\,440 \text{ кГц.}$$

$$3. \Delta\Phi = 12\,440 - 9965 = 2475 \text{ кГц.}$$

4. В первом приближении задаемся $\gamma = 1,1$.

$$5. \Delta\Phi_n = 1,1 \cdot 2475 = 2722,5 \text{ кГц.}$$

$$6. n \leq 9965 / (1,1 \cdot 2475) - ((1,1 - 1) / (2 \cdot 1,1)) = 3,61. \text{ Выбираем } n_{\text{расч}} = 3 < n.$$

$$7. \gamma_{\text{расч}} = \frac{1}{1 + 2 \cdot 3} \left(1 + \frac{2 \cdot 9965}{2475} \right) = 1,293; \Delta\Phi_{n \text{ расч}} = 1,293 \cdot 2475 = 3200 \text{ кГц.}$$

$$8. K = 3,2 \cdot 64 = 204,8.$$

$$9. N \geq \log_{10} 204 / \log_{10} 2 = 7,67. \text{ Принимаем } N = 8; K_{\text{пред}} = 2^8 = 256.$$

Выбираем последовательный делитель как более простой для реализации. В часть триггеров нужно ввести обратные связи, чтобы уменьшить K . Для определения позиционных номеров этих триггеров воспользуемся следующим простым методом. Запишем разность $K_{\text{пред}} - K$ в двоичной системе исчисления. Тогда наличие «1» в разряде означает введение в него обратной связи: $K_{\text{пред}} - K = 256 - 204 = 52 \rightarrow 00110100$. Заметим, что введение обратной связи снижает быстродействие делителя, поэтому следует стремиться к тому, чтобы не вводить ее в младшие разряды делителя, где частота высокая. При этом выбор элементной базы должен определяться входной частотой и не зависеть от введения обратной связи. В рассматриваемом примере расчета достаточно не охватывать обратной связью первые три разряда. Тогда частота четвертого разряда будет в восемь раз ниже входной частоты, в то время как предельная частота части делителя, охваченной обратной связью, понизится приблизительно в пять раз (в соответствии с числом триггеров).

Для обеспечения этого условия скорректируем значение K , округлив остаток до одного из двух чисел ± 4 :

$$+ \begin{array}{r} 00110100 \text{ (52)} \\ 1 \\ \hline 00111000 \text{ (56)} \end{array} \quad - \begin{array}{r} 00110100 \text{ (52)} \\ 1 \\ \hline 00110000 \text{ (48)} \end{array}$$

Очевидно, предпочтительно уменьшение остатка до 48, так как обратная связь вводится в пятый разряд.

Таким образом, $K_{\text{расч}} = 256 - 48 = 208$. Из (23) находим новое расчетное значение шага перестройки:

$$\Delta\Phi'_{\text{п. расч}} = K_{\text{расч}} / \tau_{\text{зад}} = 208 / 64 = 3,25 \text{ МГц.}$$

$$10. f_{г \min(n)} = 9965 - 3250 \cdot 0,01 = 9932,5 \text{ кГц, } f_{г \max(n)} = 12\,440 + 3250 \cdot 0,01 = 12472,5 \text{ кГц.}$$

$$11. f_{п \min} = 3 \cdot 3,25 = 9,75 \text{ МГц, } f_{п \max} = (3 + 1) \cdot 3,25 = 13,0 \text{ МГц;}$$

$$\alpha_{п \min} = \frac{9932,5 - 9750}{3250} \cdot 305 = 17,1^\circ,$$

$$\alpha_{п \max} = \left(1 - \frac{1\,3000 - 12472,5}{3250} \right) \cdot 305 = 255,5^\circ.$$

Результаты расчета для второго поддиапазона, выполненного аналогичным образом, сведены в табл. 7.

На основе полученных данных $\alpha_{п \min}$ и $\alpha_{п \max}$ для обоих диапазонов выбираем единые для них значения α_{\min} и α_{\max} : $\alpha_{\min} = 17,1^\circ$, $\alpha_{\max} = 286,3^\circ$, $f_{г \min} = 3250(3 + 17,1/305) = 9932,2 \text{ кГц}$, $f_{г \max} = 3250(3 + 286,3/305) = 12800,7 \text{ кГц}$; $f_{р \min} = 9932,2(1 - 0,02) = 9733,6 \text{ кГц}$, $f_{р \max} = 12800,7(1 + 0,02) = 13056,7 \text{ кГц}$.

Из (20) находим ТКЧ для поддиапазона 25—31 м:

$$[\text{ТКЧ}] f_{г \max} = \frac{0,2 + 0,05}{64 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-9} + \frac{30 + 10}{5} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{3,25}{12,440} = 6 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}};$$

для поддиапазона 41—49 м:

$$[\text{ТКЧ}] f_{г \max} = \frac{0,2 + 0,05}{64 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-9} + \frac{30 + 10}{5} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1,5755}{7,765} = 5,5 \cdot 10^{-6} \frac{1}{^\circ\text{C}}.$$

Параметр	Поддиапазон		Параметр	Поддиапазон	
	25—31 м	41—49 м		25—31 м	41—49 м
$f_{с \min} \div f_{с \max}$, кГц	9500—11975	5950—7300	$f_{п \min}$, кГц	9750	6302
$f_{г \min} \div f_{г \max}$, кГц	9965—12440	6415—7765	$f_{п \max}$, кГц	13000	7877,5
$\Delta\Phi$, кГц	2475	1350	$\alpha_{п \min}$, °	17,1	18,8
$\Delta\Phi_{п}$, кГц	2732,5	1485	$\alpha_{п \max}$, °	255,5	286,3
$n_{расч}$	3	4	$\alpha_{м \min}$, °	17,1	17,1
$\gamma_{расч}$	1,293	1,167	$\alpha_{м \max}$, °	286,3	286,3
$\Delta\Phi_{п \text{ расч}}$, кГц	3200	1575,5	$f_{г \min}$, кГц	9932,2	6390,3
K	204	100	$f_{г \max}$, кГц	12800,7	7780,9
N	8	7	$f_{расч \min}$, кГц	9733,6	6137,2
$K_{расч}$	208	100	$f_{расч \max}$, кГц	13056,7	7936,5
$\Delta\Phi'_{п \text{ расч}}$, кГц	3250	1575,5	ТКЧ, 1/°С	$6 \cdot 10^{-6}$ на	$5,5 \cdot 10^{-6}$ на
$f_{г \min} (п)$, кГц	9932,5	6399	$f_{г \max}$	на $f_{г \max}$	на $f_{г \max}$
$f_{г \max} (п)$, кГц	12472,5	7781			

Из примера расчета видно, что кольцо ЦАПЧ позволяет уменьшить ТКЧ почти на порядок по сравнению с параметрической стабилизацией частоты, что допускает введение памяти (системы фиксированных настроек) во всех АМ диапазонах.

Делитель можно реализовать на элементной базе серии К155, учитывая, что предельная частота гетеродина не превышает 13 МГц.

Принципиальная схема делителя представлена на рис. 25. Она составлена из восьми тактирующих D-триггеров $\mathcal{D}1$ — $\mathcal{D}4$ (ИС К155ТМ2), которые легко преобразуются в счетные путем соединения инвертированного выхода с инфор-

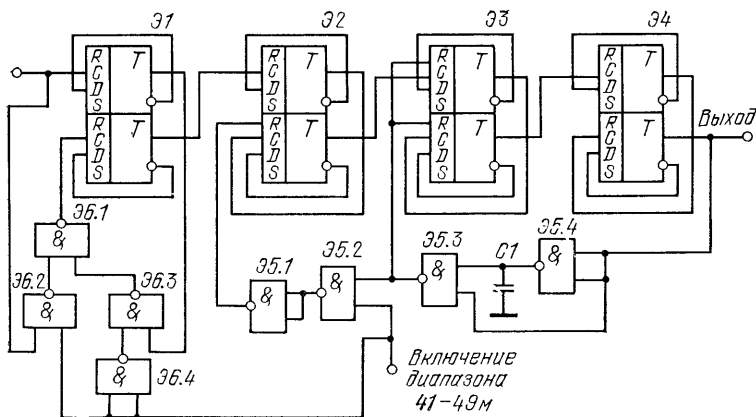


Рис. 25. Принципиальная схема делителя частоты

мационным входом D [9]. Импульсы обратной связи поступают на входы установки «0» (R) пятого и шестого разрядов через дифференцирующую цепь, выполненную на элементах $\mathcal{D}5,3$, $\mathcal{D}5,4$ и $C1$. На входы R четвертого разряда импульсы обратной связи попадают через устройство совпадения $\mathcal{D}5,1$, $\mathcal{D}5,2$ только при наличии команды включения поддиапазона 41—49 м. Эта же команда с помощью логической схемы $\mathcal{D}6$ переключает информационный вход второго разряда делителя к входному.

Отметим достоинства и недостатки рассмотренных систем ЦАПЧ.

1. Система ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией по точности поддержания частоты не уступает синтезатору частоты, хотя она существенно проще: для создания такого кольца ЦАПЧ в приемниках с цифровым отсчетом частоты (ЦОЧ) необходимо ввести лишь компаратор и интегратор (см. рис. 18). Поэтому эту систему АПЧ целесообразно прежде всего вводить в модели приемников с ЦОЧ.

Системе ЦАПЧ свойственны также и некоторые недостатки. В режиме ручной настройки кольцо ЦАПЧ должно быть разорвано, что требует применения сенсорного датчика, автоматически отключающего кольцо при прикосновении к ручке настройки. Кольцо ЦАПЧ начинает функционировать только по окончании процесса настройки, так как в нем нет средств установки частоты. Поэтому оно принципиально не может помочь в организации системы памяти (в создании стабильных фиксированных настроек частоты на станции, заранее выбранных потребителем). По принципу работы кольцо ЦАПЧ, создающее приращение управляющего напряжения за время настройки и период автоматического регулирования, обеспечивает отличную долговременную стабильность при медленных изменениях частоты гетеродина, обусловленных воздействием температуры и утечек в реактивных элементах интегратора. При быстрых же изменениях дестабилизирующих факторов (например, при проникновении импульсных помех на вход интегратора) возможно снижение точности настройки из-за перестройки гетеродина на соседнюю частоту, кратную интервалу.

2. Система ЦАПЧ для приемников с памятью по стабильности частоты несколько уступает ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией, однако она позволяет улучшить на порядок ТКЧ по сравнению с системой параметрической стабилизации частоты. Так как орган настройки является составной частью этой системы ЦАПЧ, то отсутствует необходимость в использовании дополнительного сенсорного датчика для отключения кольца на время перестройки частоты.

Система ЦАПЧ для приемников с памятью обладает долговременной памятью, поэтому она допускает введение фиксированных настроек.

УСТРОЙСТВА ЦИФРОВОГО ОТСЧЕТА ЧАСТОТЫ

ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦОЧ

Введение в радиоприемную аппаратуру электронных средств перестройки и коммутации ВЧ и НЧ цепей способствовало повышению ее надежности, технологичности и эргономичности. Однако точность установки частоты с помощью обычной механической шкалы существенно понизилась (до 8%) из-за большого разброса

емкостей варакторных матриц по сравнению с блоком КПЕ. Поэтому в последнее время наметилась тенденция замены механического шкального устройства с его ненадежным механизмом перемещения стрелки электронным цифровым устройством отсчета частоты (ЦОЧ), обеспечивающим высокую точность измерений частоты принимаемого сигнала ($<0,7\%$ в АМ и $0,015\%$ в ЧМ диапазонах), хорошую визуальную индикацию частоты настройки, возможность бесшумной настройки на желаемую частоту даже в отсутствие программ в эфире, возможность введения дискретной памяти за счет жесткой связи между частотой настройки приемника и кодом на выходе счетчика частоты.

Следует отметить, что отсутствие обозримой линейной шкалы создает неудобство при эксплуатации, связанное с потерей информации о дислокации частоты принимаемой станции внутри частотного диапазона. Этот недостаток устраняется введением дополнительной линейной электронной шкалы наряду с блоком ЦОЧ.

Устройство ЦОЧ представляет счетчик частоты настройки, оснащенный цифровым индикатором. Непосредственное измерение частоты принимаемого сигнала затруднительно, так как он может быть мал по уровню или временно отсутствовать при глубоких его замираниях. Поэтому при схемной реализации ЦОЧ прибегают к косвенным методам измерения, основанным на использовании частоты гетеродина f_r . Чтобы при измерении f_r индизировалась частота сигнала f_c , необходимо ввести поправку на промежуточную частоту $f_{п.ч}$: $f_c = f_r - f_{п.ч}$ при верхнем преобразовании частоты; $f_c = f_r + f_{п.ч}$ при нижнем. В дальнейшем будем рассматривать лишь первый вариант, учитывая, что в радиовещательных приемниках применяется, как правило, верхнее преобразование частоты.

Ввести поправку на $f_{п.ч}$ можно несколькими способами, основанными на применении: двух счетчиков частоты, счетчика частоты и дополнительного дешифратора на $f_{п.ч}$; реверсивного счетчика частоты; вычитателя в преобразователе кода; счетчика частоты с предварительной установкой.

Рассмотрим структурные схемы, использующие перечисленные методы.

Устройство ЦОЧ с двумя счетчиками частоты (рис. 26а). Блок временных интервалов I , стабилизированный кварцем, формирует три последовательности импульсов, синхронизированных по фазе (рис. 26б). Они обеспечивают за время установки $t_{уст}$ возврат обоих счетчиков в нулевое состояние перед каждым счетным циклом, за время счета $t_{сч}$ — поступление импульсов с частотой гетеродина на счетные декады, за время индикации $t_{инд}$ — передачу показаний счетчика на цифровой индикатор после каждого счетного цикла.

Длительность импульсов установки и индикации не имеет принципиального значения. Важно их так расположить внутри служебных интервалов, чтобы процесс установки завершился до начала счета, а счет показаний на индикатор — после его окончания.

При несоблюдении этих условий возможны сбои в работе счетчика или ложные показания индикатора.

Длительность импульса счета должна быть строго нормирована, так как очевидно, что только при выполнении соотношения $t_{сч} = 1/f_0 = NT_{\Gamma} = N/f_{\Gamma}$ количество импульсов, подсчитанных счетчиком, соответствует частоте f_{Γ} или периоду колебаний гетеродина T_{Γ} . Например, при измерении частоты в килогерцах $t_{сч} = 1/f_0 = 10^{-3} = 1$ мс.

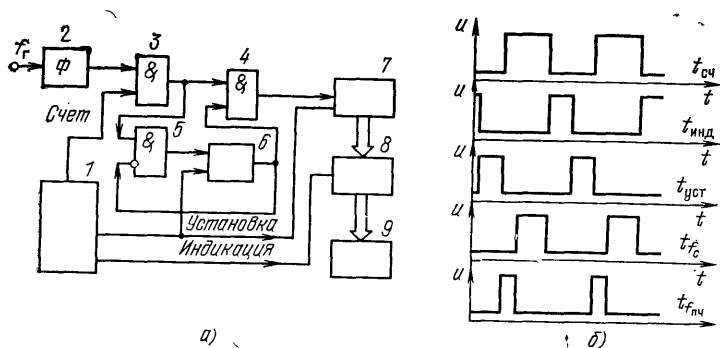


Рис. 26. Блок ЦОЧ с двумя счетчиками частоты:
а — структурная схема; б — временные диаграммы

Рассмотрим функциональную взаимосвязь элементов схемы (рис. 26,а). Сигнал с частотой f_{Γ} поступает на формирователь (усилитель-ограничитель) импульсов 2 и далее, при наличии импульса счета, проходит через схему совпадения 3. Так как перед каждым циклом счета импульс установки приводит счетчики 6 и 7 в нулевое состояние, то логический «0» на выходе счетчика 6 закрывает схему совпадений 4 и открывает схему совпадений 5, вход которой инвертирован. В результате импульсы с частотой f_{Γ} проходят только на счетчик $f_{п.ч}$ 6. Это будет продолжаться до тех пор, пока через счетчик $f_{п.ч}$ не пройдет число импульсов, равное $N_{п.ч} = f_{п.ч} t_{сч} = f_{п.ч} / f_0$. По окончании этого процесса на выходе счетчика $f_{п.ч}$ появляется логическая «1», закрывающая схему совпадений 5 и открывающая 4. С этого момента все последующие импульсы будут поступать уже на основной счетчик частоты 7. Таким образом, во время $t_{сч}$ последовательно работают два счетчика: счетчик $f_{п.ч}$ 6 во время $t_{п.ч}$ (рис. 26,б) и счетчик частоты 7 во время t_{fc} , чем достигается введение поправки на $f_{п.ч}$. По завершении цикла счета код счетчика 7, соответствующий частоте принимаемого сигнала f_c , поступает на преобразователь кода 8, где он трансформируется в код индикатора и далее на цифровой индикатор частоты настройки принимаемого сигнала 9.

Устройство ЦОЧ с одним счетчиком частоты и дополнительным дешифратором на $f_{п.ч}$. Сущность метода заключается в том,

что за время измерения счетчик подсчитывает импульсы, начиная с нулевого состояния, до тех пор, пока не пройдет число импульсов, соответствующее $f_{п.ч}$. Затем счетчик устанавливается в нуль, измерения продолжают. Таким образом, к окончанию процесса состояние счетчика соответствует f_c .

Данный метод также предусматривает формирование последовательностей импульсов. В отличие от рассмотренного метода вместо двух счетчиков здесь используется один, который дважды обнуляется за цикл счета.

Рассмотрим структурную схему ЦОЧ (рис. 27). Импульс установки, поступающий с блока формирования временных интервалов 4 через схему логического сложения 7 на входы установки нуля R счетчика 3 и R - S триггера 5, переводит их в нуль. Этим самым за время $t_{сч}$ производится счет с нулевого состояния до момента, пока через счетчик не пройдет число импульсов, соответствующее $f_{п.ч}$ (1 — формирователь импульсов, 2 — схема совпадений).

Поступающая затем с выхода дешифратора 8 на вход S триггера 5 логическая «1» переводит его во включенное состояние. Положительный перепад на выходе триггера Q запускает устройство формирования коротких импульсов 6. Выходной импульс, пройдя через схему сложения, вторично устанавливает счетчик на нуль. Так как до прихода следующего импульса установки R - S триггер будет сохранять (запоминать) состояние $Q=1$, то за оставшееся время

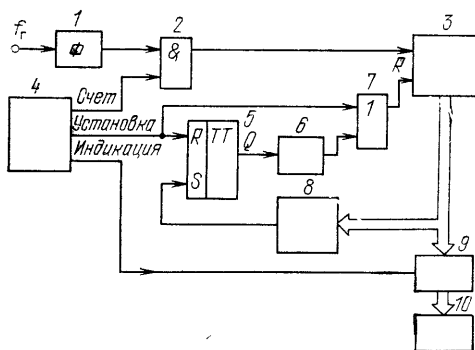


Рис. 27. Структурная схема ЦОЧ с дополнительным дешифратором на $f_{п.ч}$

состояние $Q=1$, то за оставшееся время счета исключается возможность обнуления счетчика, благодаря чему достигается корректировка на $f_{п.ч}$ (9 — преобразователь кода, 10 — цифровой индикатор).

Рассмотренные методы достаточно просты и не требуют больших элементных затрат. Недостаток их — невысокое быстродействие, обусловленное последовательностью работы элементов счетной схемы во время счетного интервала. Это приводит к увеличению ошибки измерения с ростом частоты.

Устройство ЦОЧ с реверсивным счетчиком частоты (рис. 28). В этом устройстве счетчик частоты 3 в определенном временном интервале (4 — блок формирования временных интервалов) производит подсчет импульсов генератора эталонной частоты, поступающих на его вычитающий вход. Этим достигается запись — $f_{п.ч}$. При разрешении счета импульсы с частотой $f_{г}$ (1 — формирователь импульсов; 2 — схемы совпадений) поступают на суммирующий вход, благодаря чему к концу измерения состояние счетчика

соответствует f_c (6 — преобразователь кода, 7 — цифровой индикатор).

Импульсы установки счетчика в нулевое состояние в данном устройстве должны опережать по фазе импульсы счетного интервала, так как в разрыве должны следовать импульсы временного интервала $t_{п.ч}$, обеспечивающего счет до $N_{п.ч}$. При правильном

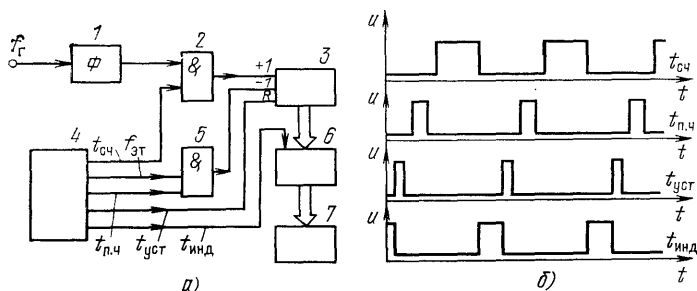


Рис. 28. Блок с реверсивным счетчиком частоты:
а — структурная схема; б — временные диаграммы

разносе во времени последовательностей импульсов, создаваемых блоком формирования временных интервалов, погрешность отсчета частоты определяется точностью интервала $t_{п.ч}$, стабильностью его поддержания и синхронизацией с эталонной частотой $f_{эт}$. Так как получение строго нормированного временного интервала вызывает усложнение устройства, его обычно не стабилизируют кварцем. В [4] временной интервал задан ждущим мультивибратором. Поэтому, несмотря на принятые меры по стабилизации, возможность измерения частоты с погрешностью ± 1 кГц маловероятна. Отметим преимущества данного метода. Известно, что номинал $f_{п.ч}$ радиовещательного приемника имеет разброс. Например, в АМ диапазоне $f_{п.ч} = 465 \pm 2$ кГц. Отсюда следует, что для обеспечения точности измерения частоты принимаемого сигнала в пределах 1 кГц коррекцию на $f_{п.ч}$ необходимо проводить с учетом номинала $f_{п.ч}$.

Применительно к рассматриваемому методу ЦОЧ это легко выполнить регулировкой длительности интервала $t_{п.ч}$, осуществляемой изменением времязадающих элементов мультивибратора. Выполнение подобной коррекции в других устройствах ЦОЧ довольно затруднительно.

Устройство ЦОЧ с вычитателем в преобразователе. Здесь подсчитываются импульсы f_G , а при преобразовании кода счетчика в код индикатора вычитаются числа, соответствующие $t_{п.ч}$. Этим методом целесообразно пользоваться только при наличии десятичных индикаторов, когда применяются преобразователи двоично-десятичного кода в десятичный. В этом случае осуществляется циклическая перестановка выводов индикатора относительно выходов преобразователей кода. Действительно, если мы имеем че-

тырехтетрадный счетчик (максимальный коэффициент пересчета 10 000 для приемника с $f_{п.ч}=465$ кГц), то при измерении с точностью до 1 кГц необходимо вычесть число 465, а это значит, что в момент обнуления счетчика на индикаторе должно высвечиваться число $10\,000 - 465 = 9535$. Рассмотрим, как это осуществляется на примере младшей тетрады. Система счетчик — индикатор показана на рис. 29,а, она обычна, за исключением того, что преобразователь кода сдвинут по отношению к индикатору на пять положений. Таким образом, если счетчик установить на «0», на индикаторе будет высвечиваться цифра «5». Это не отражается на процессе счета, а влияет лишь на начальную цифру отсчета после установки «0». Теперь код выхода преобразователя кода не будет эквивалентен показаниям индикатора, а будет соответствовать таблице функционирования (рис. 29,б). В обычном устройстве перенос в следующую тетраду происходит в момент перехода счетчика из состояния «9» в состояние «0», что соответствует появлению отрицательного фронта импульса на выводе 9 преобразователя кода.

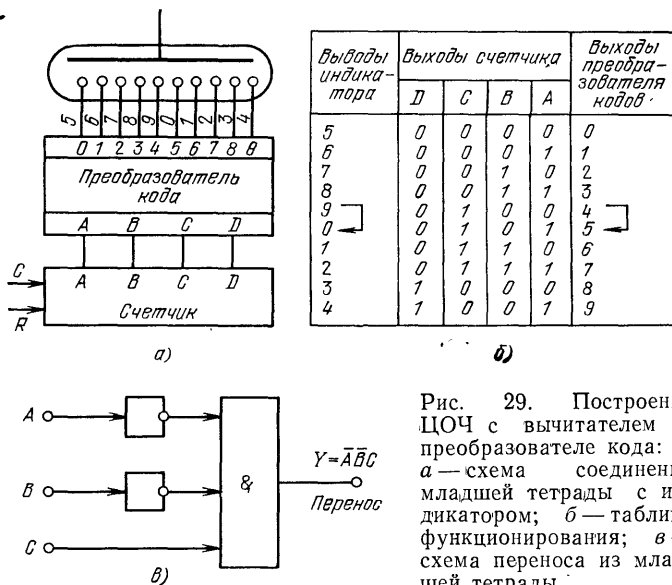


Рис. 29. Построение ЦОЧ с вычитателем в преобразователе кода: а — схема соединения младшей тетрады с индикатором; б — таблица функционирования; в — схема переноса из младшей тетрады

В устройстве на рис. 29,а для переноса в следующую тетраду надо использовать отрицательный фронт 9 на цифровом индикаторе, т. е., как это видно из таблицы функционирования, перенос должен осуществляться отрицательным фронтом импульса на выводе 4 преобразователя кода. Для этой цели можно использовать логическое устройство (рис. 29,в).

Двоичный код «4» на выходе счетчика — 0100. Логический ноль в старшем разряде D заведомо определен тем, что счетчик

десятичный и на его выходе исключена возможность появления кода 1100 («12»). Таким образом, для опознавания «4» достаточно проанализировать состояние трех разрядов АВС. Из таблицы функционирования видно, что «4» будет только в отсутствие сигналов на выходах А и В (отрицания А и отрицания В) и в присутствии сигнала на выходе С, т. е. при выполнении функции $Y = \overline{A}\overline{B}C$.

Устройство ЦОЧ со счетчиком частоты с предварительной установкой. Перед разрешением счета счетчик устанавливают не на «0», а в такое положение, чтобы после прохождения числа импульсов, соответствующего $f_{п.ч}$, счетчик пришел в нулевое состояние. Это устройство особенно пригодно при использовании ИС со средней степенью интеграции, например К155ИЕ6, К176ИЕ2, двоично-десятичных счетчиков, допускающих предварительную установку произвольного числа.

Рассмотрим блок ЦОЧ, рассчитанный для работы в АМ диапазонах, включая 16 м (рис. 30). Напряжение гетеродина частотой f_r поступает на формирователь импульсов 1, представляющий собой широкополосный усилитель-ограничитель. На выходе его образуются прямоугольные импульсы f_r , амплитуда и крутизна фронтов которых достаточны для срабатывания ТТЛ ИС. На счетную часть импульсы f_r проходят через систему совпадения 2 только при поступлении на нее импульсов счета с устройства управления 10. По своему назначению устройство управления не отличается от устройства формирования временных интервалов на рис. 26. Разница заключается лишь в том, что теперь импульс установки производит не обнуление счетчиков, а запись — $f_{п.ч}$. Так как импульсы, поступающие с устройства управления, в том числе импульсы счета, не синхронизированы по фазе с импульсами f_r , то в счетчиках подобного типа возможна случайная ошибка на ± 1 кГц, что вызывает мерцание показаний цифрового индикатора. Для уменьшения вероятности мерцаний целесообразно младшие разряды счетчика не выводить на индикацию.

На рис. 30 роль младших разрядов выполняет предварительный делитель частоты 3, который перед каждым счетным циклом устанавливается в определенное состояние. Его коэффициент деления $K_{пр.д}$ выбирается на основе компромисса: с увеличением $K_{пр.д}$ вероятность мерцания уменьшается, однако это приводит к увеличению элементных затрат. В [10] $K_{пр.д}$ выбран равным 5.

Перед началом счета импульс установки устанавливает счетчик в состояние

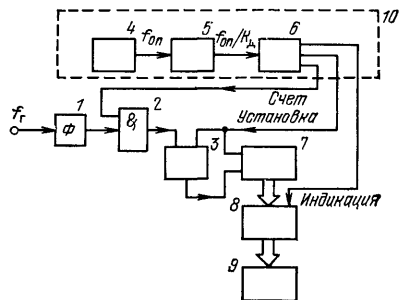


Рис. 30. Структурная схема блока ЦОЧ со счетчиком частоты с предварительной установкой

$$N = N_{\max} - f_{\text{п.ч}}/f_0,$$

где N_{\max} — максимальный коэффициент пересчета счетчика; $f_0 = 1$ кГц — выбранная погрешность отсчета частоты; N_{\max} должен удовлетворять неравенству $N_{\max} \geq f_{\max}/f_0$, где f_{\max} — максимальная частота измерения.

Для радиовещательного приемника с диапазоном 16 м $f_{\max} = 18,5$ МГц. Так как $N_{\max} \geq 18,5 \cdot 10^6 / 10^3 = 18\,500$, то целесообразно выбрать $N_{\max} = 20\,000$, что реализуется четырьмя счетными тетрадами и одним триггером. При $f_{\text{п.ч}} = 465$ кГц $N = 20\,000 - 465/1 = 19\,535$.

С выхода устройства совпадения 2 импульсы поступают на предварительный делитель 3 и далее на счетчик 7. После прохождения 465 импульсов счетчик переполняется и оказывается в нулевом состоянии (происходит вычитание $f_{\text{п.ч}}$). По окончании импульса счета на преобразователь кода 8 приходит импульс индикации, который разрешает снять код числа, записанного в счетчике, и преобразовать его в код индикатора 9. Показания его соответствуют частоте настройки приемника. Импульсы управления счета и индикации формируются управляющей логикой 6 из импульсов опорного кварцевого генератора 4, частота которого понижается делителем частоты 5 в K_d раз.

Число импульсов, подсчитываемых счетчиком в течение счетного интервала $t_{\text{сч}}$ определяется выражением:

$$N = t_{\text{сч}}/T, \quad (24)$$

где T — период следования импульсов, поступающих на вход счетчика:

$$T = \frac{1}{f_{\Gamma}/K_{\text{пр.д}}}. \quad (25)$$

Подставляя (25) в (24), получаем:

$$N = (t_{\text{сч}}/K_{\text{пр.д}}) f_{\Gamma}. \quad (26)$$

Отсюда видно, что для обеспечения точности отсчета частоты, равной 1 кГц, должно выполняться соотношение $t_{\text{сч}}/K_{\text{пр.д}} = 10^{-3}$ с. При $K_{\text{пр.д}} = 5$ $t_{\text{сч}} = 5$ мс.

При равенстве длительностей паузы и импульса счета (в случае использования двоичного делителя опорной частоты) частота опорного генератора:

$$f_{\text{оп}} = K_d/2t_{\text{сч}}. \quad (27)$$

Отсюда относительное изменение $f_{\text{оп}}$:

$$|\Delta f_{\text{оп}}/f_{\text{оп}}| = |\Delta t_{\text{сч}}/t_{\text{сч}}|. \quad (28)$$

Из (26) $\Delta N = (\Delta t_{\text{сч}}/K_{\text{пр.д}}) f_{\Gamma}$. Отсюда $\Delta t_{\text{сч}} = \Delta N K_{\text{пр.д}}/f_{\Gamma}$.

На максимальной рабочей частоте гетеродина $f_{\Gamma \max} = 20$ МГц и $\Delta N = 0,1$ (что соответствует ошибке отсчета частоты 100 Гц) $\Delta t_{\text{сч}} = 0,1 \cdot 5 / 20 \cdot 10^6 = 0,25 \cdot 10^{-7}$ с. Используя (28), можно определить допустимую относительную погрешность опорной частоты при воздействии температуры и других дестабилизирующих фак-

торов: $\Delta f_{\text{оп}}/f_{\text{оп}} = 0,25 \cdot 10^{-7} / 5 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 10^{-6}$. Такая высокая стабильность частоты обеспечивается лишь кварцевым опорным генератором. Значение $f_{\text{оп}}$ следует выбрать на основе компромиссного удовлетворения ряда противоречивых требований: при понижении $f_{\text{оп}}$ увеличиваются размеры резонатора и его стоимость; при увеличении $f_{\text{оп}}$ растет число делителей, требуемых для получения заданного $t_{\text{сч}}$; так как кварцевый генератор — источник радиопомех, необходимо, чтобы его основная частота и ближайшие гармонические составляющие не попадали на участки радиовещания. Учет этих требований позволяет сделать следующие рекомендации:

При использовании в делителе опорной частоты ИС по ТТЛ технологии, коэффициенты делений которых невелики, частоту кварца следует выбрать около 100 кГц, которая лежит ниже ДВ участка диапазона. Тогда коэффициент деления в устройстве управления определится из (27): $K_d = f_{\text{оп}} \cdot 2t_{\text{сч}} = 10^5 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 1000$.

При построении этого делителя на базе КМОП технологии коэффициент деления одной ИС может быть достаточно велик и потому $t_{\text{оп}}$ следует выбрать между СВ и КВ поддиапазонами, т. е. в интервале 1,605—3,95 МГц. При использовании двоичных делителей частоты со значением $K_d = 2^n$ (n — любое целое число) $f_{\text{оп}} = 2^n / 2t_{\text{сч}}$.

ЦИФРОВЫЕ ИНДИКАТОРЫ

Промышленностью разработана и освоена большая номенклатура цифровых индикаторных приборов: вакуумно-накальные, жидкокристаллические, светодиодные, катодно-люминесцентные, газоразрядные.

При выборе оптимального типа индикатора для проектируемого устройства ЦОЧ следует учитывать их основные особенности. Вакуумно-накальные индикаторы неперспективны для применения в радиоприемной аппаратуре. Для блоков ЦОЧ, используемых в переносной аппаратуре, наиболее пригодны светодиодные индикаторы, при этом должна быть предусмотрена возможность их обесточивания после настройки на станцию. В тех случаях, когда решающим фактором является экономия ресурса источника питания, следует применять жидкокристаллические индикаторы. В стационарной аппаратуре целесообразно использовать светодиодные или катодно-люминесцентные индикаторы, руководствуясь эргономическими соображениями, удобством сопряжения с применяемой элементной базой и выбором подходящего типоразмера. Применение газоразрядных индикаторов затруднительно из-за сложности в обеспечении их электромагнитной совместимости с радиоприемным трактом ДВ и СВ диапазонов.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЦИФРОВЫМИ ИНДИКАТОРАМИ

Управление многоразрядными индикаторами (дисплеем) может быть статическим или динамическим (мультиплексным).

В устройствах статического управления каждому разряду индикатора (цифре) соответствует свой преобразователь кода. В качестве примера на рис. 31,а представлена схема статического управления с газоразрядными индикаторами ИН12, ИН14. Выходы преобразователя кода должны быть соединены с соответствующими катодами индикатора, а его анод через резистор — с положительным полюсом высоковольтного источника питания. Для этого типа индикатора необходима схема преобразования двоично-десятичного кода счетчика в десятичный код индикатора. Такое преобразование можно производить, например, с помощью ИС К15ИД1.

При использовании светодиодных индикаторов, например АЛ305А-Е, с изолированными катодами необходим преобразователь двоично-десятичного кода

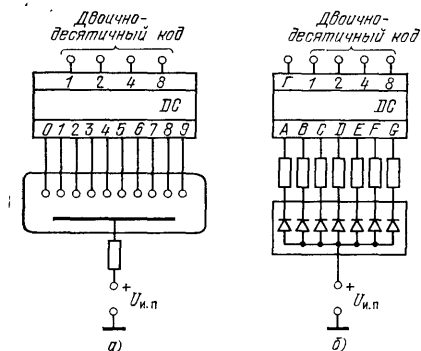


Рис. 31. Схемы статического управления индикаторами: а — газоразрядным; б — светодиодным

счетчика в семисегментный код индикатора (рис. 31,б). Таким преобразователем может служить К514ИД2. С помощью последовательных резисторов, включенных в цепь каждого сегмента, обеспечивается установка необходимого тока индикатора. Для отключения индикации используется вход гашения Г преобразователя кода.

Для индикаторов на катодно-люминесцентных приборах удобна ИС К161ПР2. Схема соединения ее с индикатором представлена на рис. 34. В отличие от ИС серия 514 эта схема обладает памятью.

Фронт импульса разрешения записи (вход С) код счетчика записывается во входную память преобразователя, преобразуется в код индикатора и индицируется до поступления следующего импульса разрешения записи.

Схемы динамического управления имеют один преобразователь кода, поочередно обслуживающий все разряды делителя и дисплея. Для этого вводится устройство, синхронно коммутирующее входы двоичных разрядов преобразователя кода на выходы соответствующих разрядов счетчика, а выходы преобразователя кода — на десятичные разряды индикатора. При выборе схемы динамического управления учитывают число применяемых индикаторов (знаков) и элементную базу, имеющуюся в распоряжении.

Функциональная схема одного из простейших вариантов (рис. 32) позволяет коммутировать два десятичных разряда.

Информация с двух тетрад счетчика подается на две группы ключей (выполненных, например, на ИС К176КТ1). Входы управления каждой группы соединены в параллель и подключены к одному из выходов кольцевого счетчика. Выходы соответствую-

ших разрядов ключей соединены вместе и поданы на входы разрядов преобразователя кода. Одноименные сегменты всех разрядов индикаторов соединены между собой и подключены к соответствующим выходам преобразователя кода.

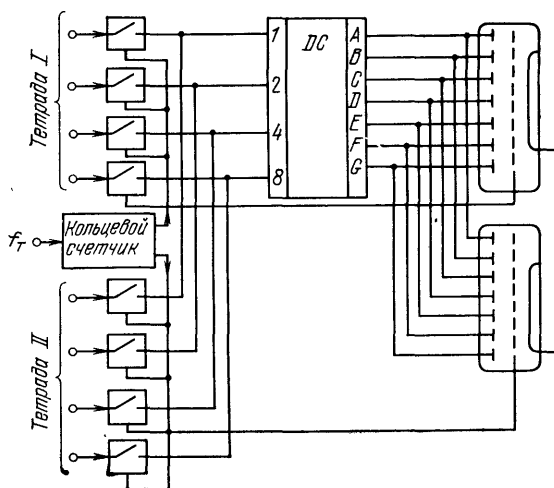


Рис. 32. Схема динамического управления индикатором

Управляющие сетки разрядов индикаторов подключены так же, как и входы управления групп ключей, к выходам кольцевого счетчика. При подаче на вход счетчика последовательности импульсов на входы преобразователя будет подаваться информация с первой или второй тетрад счетчика и за счет коммутации управляющих сеток будет синхронно зажигаться первый или второй разряд индикаторов. Для динамического управления n -разрядным индикатором необходимы кольцевой счетчик на n положений и n групп синхронно управляемых ключей. В устройствах мультиплексного (динамического) управления часто вместо использования групп ключей осуществляется запись информации со счетчика в регистр и затем последовательный сдвиг, управляемый кольцевым счетчиком [11].

Заметим, что для устройства с динамическим управлением характерно поочередное зажигание каждого индикатора на определенный интервал времени. Для того чтобы не проявлялись мерцания показаний, частота такого процесса с учетом инерционности человеческого зрения, должна быть выше 25 Гц. Это же справедливо для устройств статического управления, использующих преобразователи кода без памяти, так как в них индикация также прерывается во время счета и служебных интервалов.

Сопоставим оба вида управления индикацией.

При малом числе индицируемых знаков (2—6) и индикаторах с небольшим числом сегментов (7—9) и в случаях, когда входная информация представлена в параллельном двоично-десятичном коде, следует отдать предпочтение поразрядной индикации. И, наоборот, при большом числе разрядов или при использовании сложных многосегментных индикаторов динамические устройства требуют меньшего числа компонентов.

Блок ЦОЧ всеволнового радиовещательного приемника имеет не более пяти разрядов (при погрешности измерений 1 кГц в АМ диапазонах и 10 кГц в ЧМ). Поэтому в случае применения стандартных семисегментных индикаторов предпочтительно статическое управление индикацией. Вместе с тем при вынесении индикации из блока ЦОЧ динамическое управление позволяет резко снизить число соединительных проводов, поэтому в ряде случаев при использовании БИС в элементной базе применяют динамическое управление.

Формирователь импульсов и предварительный делитель частоты. При проектировании блоков ЦОЧ необходимо в первую очередь задаться погрешностью измерений Δf . Ее значение следует подчинить требованию, чтобы при существующем разноразном (интервале) между частотами соседних радиостанций их можно было четко различать по индикатору. Международной конвенцией по распределению радиочастот приняты следующие интервалы между соседними каналами радиовещания: 9 кГц — в диапазонах ДВ, СВ, 5, 10 кГц — в диапазоне КВ, 50 кГц — в экспортном диапазоне ЧМ вещания (87—108 МГц), 30 кГц — в отечественном диапазоне ЧМ вещания (66—73 МГц). Так как создание устройства ЦОЧ с разными погрешностями отсчета частоты встречает большие схемотехнические трудности, представляется целесообразным, допустив избыточную точность, принять $\Delta f = \pm 1$ кГц, ± 10 кГц соответственно для диапазонов АМ и ЧМ. Выбранные таким образом значения Δf одновременно обеспечивают точную настройку на радиостанцию по цифровому индикатору частоты.

Ранее указывалось, что в АМ диапазонах целесообразно применить предварительный делитель с $K_{пр.д} = 5$. Так как в УКВ диапазоне единица измерений в 10 раз больше, то для сохранения схемы управления (т. е. $t_{сч}$) необходимо в такое же число раз увеличить $K_{пр.д}$. Функциональная схема формирования колебаний АМ—ЧМ гетеродинов и предварительного деления частоты представлена на рис. 33. Колебания ЧМ гетеродина поступают на формирователь импульсов и далее на делитель частоты 10/1, а его выхода — на один вход схемы ИЛИ. На другой ее вход поступают прямоугольные импульсы АМ гетеродина. На выходе схемы ИЛИ, таким образом, всегда присутствуют импульсы гетеродина АМ или импульсы поделенной частоты гетеродина ЧМ (гетеродины работают поочередно). С выхода схемы ИЛИ эти импульсы поступают на один вход схемы совпадений, в то время как второй ее вход управляется импульсом счета. К выходу схемы совпадений подключен общий предварительный делитель 5/1,

на выходе которого оказываются сформированные для счета пакки импульсов. Для уменьшения вероятности мерцаний показаний индикатора предварительный делитель 5/1 под воздействием импульса установки синхронно со счетчиком устанавливается в определенное состояние перед каждым импульсом счета.

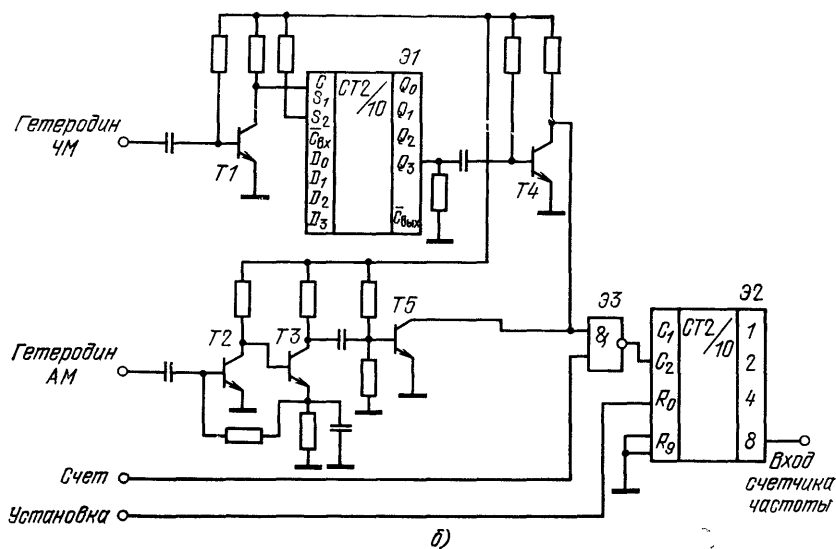
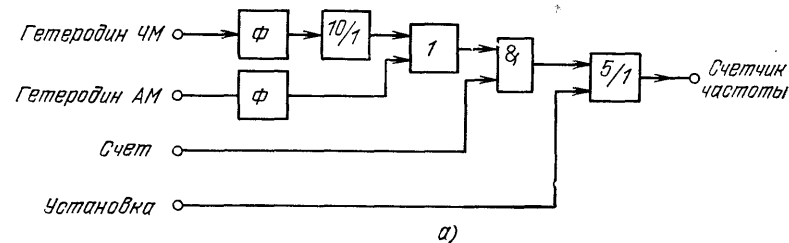


Рис. 33. Схема предварительного деления частоты:
а — структурная; б — принципиальная

На рис. 33,б приведена схема формирования и предварительного деления частоты. В качестве ВЧ делителя 10/1 ($f_{\max} = 120$ МГц) пригодна ИС ЭСЛ серии К500 — двоично-десятичный счетчик К500ИЕ137 (31). Схемы ЭСЛ чувствительны к перепаду уровня входного сигнала вне зависимости от крутизны фронтов. Необходимые уровни задаются транзистором Т1. Делитель 5/1 вплоть до АМ диапазона 13 м (частота 23 МГц) можно строить на базе ИС серий К133, К155. На рис. 33,б для этой цели использована часть ИС К155ИЕ2 (32). Эта ТТЛ ИС по счетному входу требует перепада напряжения, достаточного по амплитуде и с высокой крутизной скатов фронтов. Поэтому в качестве формирова-

теля сигнала АМ гетеродина используется усилитель-ограничитель на транзисторах T_2, T_3 с непосредственной связью. Для перехода от этой схемы к ТТЛ уровням используется ключевой каскад T_5 , который в сочетании с T_4 выполняет функцию схемы ИЛИ. Схема совпадений ($\mathcal{E}3$) выполнена на логическом элементе И—НЕ ($1/4$ ИС К155ЛА3).

Счетчик частоты. Существует множество вариантов построения счетчика частоты. Счетчик на рис. 34 построен целиком на ТТЛ схемах и имеет максимальный коэффициент пересчета $N_{\max} = 20\,000$. Четыре младших разряда выполнены на двоично-десятичных счетчиках $\mathcal{E}8$ — $\mathcal{E}11$. В старшем разряде делителя на два используется часть ИС двоично-десятичного счетчика $\mathcal{E}12$, вторая часть используется в качестве предварительного делителя на пять. Как указывалось ранее, перед началом счета необходимо в счетчик записать код числа 19535. Это достигается применением в трех младших разрядах двоично-десятичных счетчиков типа К155ИЕ6 ($\mathcal{E}9$ — $\mathcal{E}11$), в которых вследствие наличия предварительной записи можно установить код любого числа от 0 до 9. В старших разрядах используется ИС К155ИЕ2 ($\mathcal{E}8$, часть $\mathcal{E}12$). Эти схемы имеют входы для установки двух чисел «0» или «9». Используя такие предустановки, можно записать «1» в триггер старшего разряда счетчика. Это можно понять, если вспомнить, что число 9 в двоичном исчислении представляет код 1001. А так как младший разряд $\mathcal{E}12$ используется в качестве старшего разряда счетчика, то, установив в этом ИС «9», мы автоматически запишем «1» в старший разряд счетчика.

Счетчик, выполненный целиком на ТТЛ схемах, имеет ограниченное применение, так как он характеризуется избыточным применением высокочастотных схем во всех разрядах, потребляет много электроэнергии, что исключает возможность его использования в переносных моделях радиоприемников, трудно поддается интеграции, отличается низкой электромагнитной совместимостью с радиотрактом.

Рассмотрим вариант построения экономичного по питанию счетчика на примере всеволнового АМ-ЧМ радиоприемника со значениями промежуточных частот 1,84 и 10,7 МГц соответственно в АМ и ЧМ диапазонах. Для АМ диапазона $N_{\max} = 23 \cdot 10^6 / 10^3 = 23\,000$, для экспортного ЧМ диапазона $N_{\max} = 108 \cdot 10^6 / 10^4 = 10\,800$. При работе в двоично-десятичном коде потребуются четыре полные тетрады плюс два триггера, что даст максимальный коэффициент пересчета, равный 40 000.

Состояние предварительной установки счетчика для АМ диапазона $N = 40\,000 - 1,84 \cdot 10^6 / 10^3 = 38\,160$, для ЧМ диапазона $N = 40\,000 - 10,7 \cdot 10^6 / 10^4 = 38\,930$. Устанавливаемые числа имеют следующие двоично-десятичные коды: $K_{\text{уст}} = 38\,160 : 11\,1000\,0001\,0110\,0000$, $K_{\text{уст}} = 38\,930 : 11\,1000\,1001\,0011\,0000$. Так как максимальная рабочая частота счетчика меньше рабочей частоты блока в $K_{\text{пр.д}}$, то, считая $K_{\text{пр.д}} = 5$ и 50 для АМ и ЧМ диапазонов соответственно, можно убедиться, что максимальная рабочая частота

та счетчика 5 МГц. Это обуславливает применение в первой младшей тетраде ИС ТТЛ серии, например, К155ИЕ2. Применение этой схемы, а не схемы с предварительной записью вызвано тем, что эта тетрада устанавливается в «0».

В остальных разрядах счетчика, учитывая значение максимальной рабочей частоты, равной 0,5 МГц, целесообразно использовать КМОП схемы, имеющие ничтожный расход питания. При одном номинале напряжения источника питания эти схемы хорошо сопрягаются по входу с ТТЛ схемами. Учитывая, что в оставшихся трех тетрадах необходимо устанавливать числа, отличные от «0», необходимо подбирать пригодные для этой цели схемы, например К176ИЕ2, имеющие четыре отдельных статических входа для поразрядной установки «1» и общий для всей тетрады вход установки «0». Это обуславливает необходимость предварительной установки в два этапа. Устройство управления во время служебного интервала выдает сначала короткий импульс, устанавливающий все тетрады в «0», а затем с некоторой задержкой оно выдает еще один аналогичный импульс, который записывает «1» в некоторые разряды в соответствии с кодом устанавливаемого числа. Заметим, что вследствие разных промежуточных частот (кодов устанавливаемых чисел) устройство управления в зависимости от рабочего диапазона частот должно подавать импульсы установки «1» на разные разряды. Для упрощения этой задачи установочные входы разрядов объединены в три группы (рис. 35): разряды, всегда устанавливаемые в логическую «1»

Выход (параллельный двоично-десятичный код)

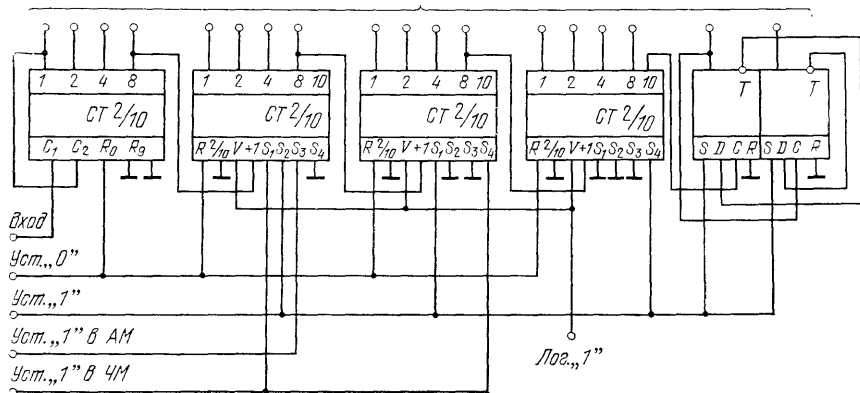


Рис. 35. Принципиальная схема счетчика частоты

(«Уст. «1»»), разряды, устанавливаемые в логическую «1» в АМ диапазонах (Уст. «1» в АМ), разряды, устанавливаемые в логическую «1» в ЧМ диапазоне (Уст. «1» в ЧМ).

Два старших разряда счетчика удобно выполнить на ИС К176ТМ2, представляющих два D-триггера с установкой «0» или

«1». В свою очередь, тактируемый D -триггер легко преобразуется в счетный триггер путем соединения инвертированного выхода со входом $D(9)$.

Устройства управления. Устройство управления (рис. 30) включает генератор опорной частоты, делитель частоты и управляющую логику. На рис. 34 представлена схема кварцевого генератора опорной частоты $f_{оп}$, построенная на $1/2$ ИС типа К155ЛА3 (Э1). Кварцевый резонатор вместе с подстроечным конденсатором C включены в цепь обратной связи. Получение импульса счета достигается делением $f_{оп}$ в K_d раз. Коэффициент деления является функцией выбранных значений времени счета и номинала частоты кварца. В рассмотренном устройстве (на рис. 34) $f_{оп} = 100$ кГц тремя двоично-десятичными делителями К155ИЕ2 понижается в $K_d = 1000$. Используя современную элементную базу, можно выбрать более высокую частоту кварцевого резонатора и построить делитель частоты на одной ИС. Например, для получения той же частоты следования импульсов (100 Гц) можно выбрать $f_{оп} = 3,276$ МГц в сочетании с 15-разрядным делителем частоты, выполненным на одной ИС К176ИЕ5 (рис. 36,а). Используя дополнительный инвертор ($1/4$ К155ЛА3) в сочетании с резистором R , можно перейти от логического уровня схемы ТТЛ к более высокому уровню схемы КМОП (в рассмотренном примере делитель частоты питается от другого источника 9 В).

Как указывалось, управляющая логика вырабатывает три последовательности импульсов: счета, индикации и установки. Индикация производится в интервалы между окончанием импульса счета и началом установки импульсов. При использовании светодиодных индикаторов в эти интервалы времени открываются преобразователи кода по входу гашения (рис. 31,б).

При использовании катодно-люминесцентных индикаторов с преобразователем кода на ИС К161ПР2 индикация производится фронтом импульса разрешения. В этом случае во избежание сбоев в работе фронт импульса индикации несколько задерживают по отношению к заднему фронту импульса счета. Для этого используется четырехразрядный двоичный делитель К155ИЕ5 (Э5 на рис. 34). Применение такого сложного устройства обусловлено еще одним фактором. Дело в том, что при измерении частоты настройки каждые 10 мс (частота измерения 100 Гц) и индицировании после каждого счетного интервала может возникнуть ситуация, когда в процессе настройки будет невозможно определить показания индикатора. Например бывает невозможно определить показания индикатора при недостатке присущей сегментной структуре индикатора и при быстрой смене информации (> 25 Гц). Делитель на 16 (Э5), снижая частоту разрешения (при сохранении счетного интервала), устраняет этим отмеченное неприятное явление.

Рассмотрим несколько типичных схем получения импульсов предварительной установки. На рис. 36,б установка осуществляется фронтом импульса счета. Дифференциальная цепь выполне-

на на логических элементах. Из приведенных временных диаграмм видно, что длительность импульса предварительной установки $Y_{уст} = 3\tau_{зад}$ (где $\tau_{зад}$ — время задержки одного логического элемента). По времени импульс предварительной установки совпадает с началом импульса счета, что при использовании логики серии 155 ($\tau_{зад} = 20$ нс) приведет к ошибке измерения (при $f_{max} = 25$ МГц минимальная длительность периода $T_r = 40$ нс).

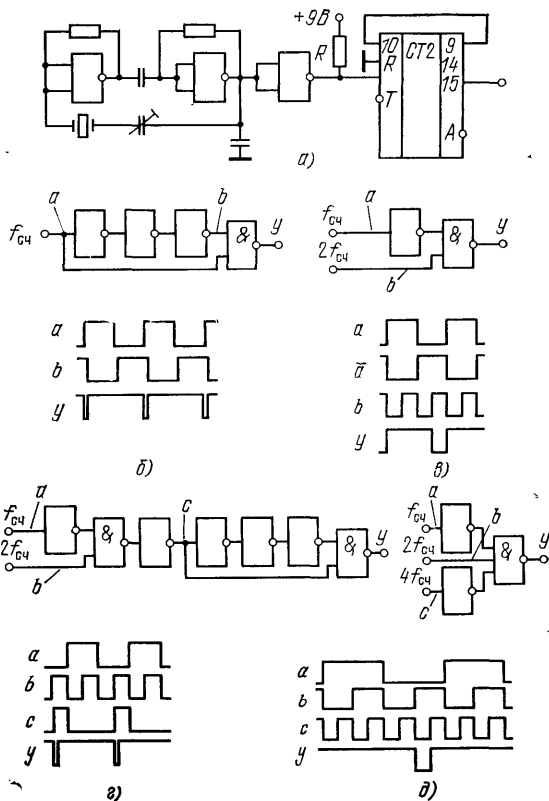


Рис. 36. Схема управления:
 а — кварцевый генератор с делителем частоты;
 б—д — варианты получения импульсов установки

Вариант установки с использованием выхода предпоследнего разряда делителя частоты представлен на рис. 36,в. Логическое выражение функции установки в этом варианте $Y = \overline{a}b$. Это более надежный вариант, так как начало импульса счета совпадает по времени с окончанием импульса установки. Однако вследствие опасных состязаний первый импульс измеряемой частоты может быть захвачен импульсом предварительной установки, а следовательно, не зафиксироваться, что создаст ошибку измерения. По

этой причине данный вариант несмотря на свою простоту (применение всего двух логических элементов) имеет ограниченное применение.

Комбинированный вариант (рис. 36,з) сочетает свойства двух предыдущих и свободен от их недостатков. Однако он отличается сложностью и требует применения семи логических элементов. При реализации его на ТТЛ схемах достаточно двух корпусов ИС.

Установка с использованием трех последних разрядов делителя опорной частоты представлена на рис. 36,д. Подобная установка рассмотрена в приведенном ранее примере построения блока ЦОЧ (рис. 34). Логическая выходная функция установки $У = \overline{ab\bar{c}}$. Это наиболее простая установка, реализуемая с помощью трех логических элементов. Следует отметить, что на практике встречаются делители опорной частоты, имеющие выходы только двух последних двоичных разрядов (например, делитель на ИС К176ИЕ5, схема которого дана на рис. 36,а). При этом в случае реализации счетчика также на ИС серии К176 установка счетчика должна проводиться в два этапа.

Рассмотрим установку счетчика с учетом необходимости введения двух кодов: $f_{п.ч}$ для АМ и ЧМ трактов. Вследствие наличия у делителя опорной частоты лишь выходов двух последних разрядов необходимо счетный период разбить на три интервала: счета, индикации и установки (служебного интервала). Это легко осуществить с помощью комбинационных схем. Чтобы установка не вносила погрешности в измерения, импульсы установки «0» и «1» следует располагать внутри служебного интервала (см. рис. 37,б). Из рис. 37,б,в следует, что импульс служебного интервала, возникающий на выходе комбинационной схемы (точка с), описывается выражением $c = \overline{ab}$. Так как он оказывается инвертированным, то для получения импульса «Уст. «0» срез импульса «С» надо дифференцировать (рис. 37,а).

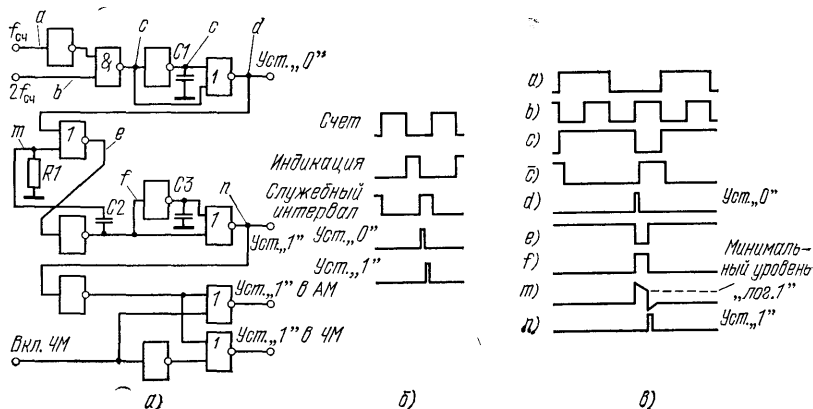


Рис. 37. Вариант установки счетчика на ИС серии К176:
а — принципиальная схема; б и в — временные диаграммы

Из временных диаграмм вариантов дифференциальной цепи, представленных на рис. 36,б—д, видно, что, будучи инвертированными, эти импульсы не могут быть использованы для управления счетчиками на ИС К176ИЕ2, установка которых осуществляется логической «1». Необходимый импульс установки «0» на выходе дифференцирующей цепи можно получить, выполнив ее на базе логических элементов ИЛИ—НЕ (рис. 36,а). Здесь инвертирование и задержка осуществляются одним логическим элементом, а не тремя, как в схеме на рис. 37,б. Так как время задержки одного логического элемента (вследствие разброса этого параметра) может оказаться недостаточным для обеспечения устойчивой работы устройства, на выходе инвертора включен конденсатор $C1$. Теперь длительность импульса установки «0» будет определяться постоянной времени цепи инвертор — конденсатор $C1$. Для задержки импульса «Уст. «1» относительно импульса «Уст. «0» можно использовать ждущий мультивибратор, временные диаграммы напряжений которого в точках d , e , f , m , показаны на рис. 37,в. Продифференцировав срез импульса ждущего мультивибратора (f), получим требуемый импульс установки «1» (n). Длительность импульса «Уст. «1» определяется конденсатором $C3$, а задержку его относительно импульса «Уст. «0» можно варьировать элементами времязадающей цепи R_1C2 мультивибратора.

Введение поправок на $f_{п.ч}$ осуществляется с помощью комбинационного устройства, управляемого переключателем трактов АМ—ЧМ. Учитывая, что возможны лишь два состояния, кодируем их одноразрядным двоичным кодом: «0»—АМ тракт, «1»—ЧМ тракт. Введем обозначения: n —входная переменная (Уст. «1»); Y_{AM} —выходная переменная (Уст. «1» в АМ); $Y_{ЧМ}$ —выходная переменная (Уст. «1» в ЧМ); k —команда от переключателя диапазонов; $Y_{ЧМ} = nk$; $Y_{AM} = n\bar{k}$.

При построении устройства на элементах ИЛИ—НЕ эти выражения могут быть преобразованы: $Y_{ЧМ} = \overline{n\bar{k}} = \bar{n} + \bar{k}$, $Y_{AM} = \overline{nk} = \bar{n} + \bar{k}$.

Составленная согласно этим соотношениям комбинационная схема представлена на рис. 37,а. Значительная сложность полученного устройства (12 логических элементов) обусловлена используемыми ИС в счетчике и делителе опорной частоты.

Электромагнитная совместимость блока ЦОЧ с радиоприемником. Наличие в блоке ЦОЧ прямоугольных импульсов гетеродина и опорного кварцевого генератора, частоты которых подвергаются многократному делению, создает широкий спектр помех в радиочастотном диапазоне. Взаимодействуя с радиотрактом, эти помехи порождают дополнительные каналы и интерференционные свисты. Методика расчета дополнительных каналов приема приведена в [10]. Интерференционные свисты возникают при настройке радиоприемника на станцию, частота которой $f_{ст}$ близка к частоте опорного генератора $f_{оп}$ или к его гармоническим составляющим $n f_{оп}$: $f_{ст} = n f_{оп}$.

В образовании интерференционных свистов могут участвовать и гармоники частоты сигнала $m f_c$, вызываемые нелинейностью усилителя радиочастоты или преобразователя частоты. Для уменьшения вероятности появления интерференционных свистов следует частоту $f_{оп}$ выбирать такой, чтобы ее гармоники не попадали в участки диапазонов, отведенные для радиовещания. Приемлемым можно считать значение $f_{оп}=1,6384$ МГц или кратные ей частоты. В этом случае для понижения опорной частоты можно использовать двоичные делители.

Можно рекомендовать ряд мер для улучшения электромагнитной совместимости блока ЦОЧ с радиотрактом:

- тщательную экранировку блока;
- применение минимального количества ИС, особенно в предварительном делителе частоты — наиболее мощном источнике радиопомех. Этого можно достигнуть, используя большие и средние ИС;

- применение ИС КМОП структуры, отличающихся малым потреблением тока;

- максимально возможное уменьшение размеров печатных проводников, особенно в ВЧ части устройства;

- использование двусторонней печати с целью уменьшения как размеров печатной платы, так и блока ЦОЧ в целом. Так как указанные меры не устраняют источник помех, а лишь уменьшают их интенсивность, необходимо в конструкции радиоприемника разместить блок с ЦОЧ на максимальном удалении от ВЧ тракта.

В переносных приемниках следует предусмотреть возможность отключения блока ЦОЧ по окончании настройки приемника, что также повышает срок службы батарей.

СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

Синтезатор частоты (СЧ) — устройство с кварцевой стабилизацией, создающее заданную сетку частот.

Существующее многообразие построения СЧ можно свести к двум методам: прямого и косвенного синтеза. При прямом синтезе все преобразования колебаний, стабилизированных кварцем, осуществляются алгебраическими сумматорами, умножителями и делителями частоты. В состав таких СЧ не входят автогенераторы. Как правило, такие устройства используются в качестве блока опорных частот, представляющего составную часть СЧ. В профессиональной радиоприемной аппаратуре, где требуется быстрое действие при перестройке частоты, в ряде случаев на этой основе строится весь СЧ.

В радиовещательных приемниках необходимая сетка частот СЧ определяется границами участков радиовещания и интервалами между несущими соседних станций. Ввиду большого ряда требуемых частот и в связи с отсутствием высоких требований по быстродействию предпочитают для этого случая применение кос-

венного метода синтеза, позволяющего существенно упростить конструкцию СЧ. В состав такого СЧ входит автогенератор. Дальнейшее рассмотрение ограничим лишь косвенными методами синтеза частоты.

КОЛЬЦО ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Сущность фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) заключается в сравнении фазовым детектором (ФД) частоты опорного генератора с приведенной частотой перестраиваемого автогенератора, управляемого напряжением (ГУН); ГУН в свою очередь управляется выходным сигналом ФД. Приведение частоты ГУН можно осуществить сумматорами, умножителями и делителями частоты (ДЧ). Наибольшее распространение получили устройства приведения с использованием ДЧ.

Структурная схема кольца ФАПЧ с ДЧ в тракте приведения представлена на рис. 38, а. Частота ГУН $f_{\text{ген}}$ подвергается в ДЧ делению в $K_{\text{раз}}$. Выходной сигнал ГУН поступает на один из входов импульсного фазового детектора (ИФД), в то время как на другой его вход с кварцевого генератора опорной частоты (ГОЧ) подводится сигнал частоты $f_{\text{оп}}$. Выходной сигнал ИФД, прошедший ФНЧ, управляет частотой ГУН.

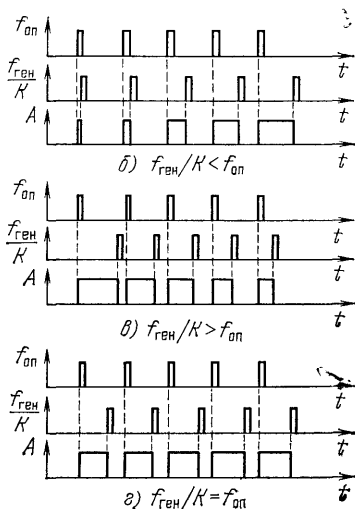
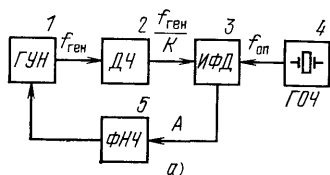


Рис. 38. К пояснению работы кольца ФАПЧ:

а — структурная схема; б—г — временные диаграммы

Принцип действия кольца ФАПЧ легко уяснить с помощью временных диаграмм работы ИФД (рис. 38, б—г). Когда поделенная частота ГУН $f_{\text{ген}}/K < f_{\text{оп}}$ (рис. 38, б), на выходе ИФД (точка А) появляется последовательность импульсов нарастающей длительности, вызывающая увеличение напряжения на выходе ФНЧ и соответственно рост частоты ГУН. При $f_{\text{ген}}/K > f_{\text{оп}}$ (рис. 38, в) на выходе ИФД создается последовательность импульсов умень-

шающей длительности, благодаря чему выходное напряжение ФНЧ уменьшается и соответственно уменьшается частота ГУН. При $f_{\text{ген}}/K=f_{\text{оп}}$ (рис. 38,з) (разность фаз может быть любой) кольцо ФАПЧ находится в состоянии динамического равновесия, при этом постоянное напряжение, управляющее ГУН, соответствует требуемой частоте $f_{\text{ген}}$. В этом случае на выходе ГУН синтезируется колебание частоты $f_{\text{ген}}=Kf_{\text{оп}}$ со стабильностью, определяемой $f_{\text{оп}}$.

Изменив коэффициент деления ДЧ, можно получить сетку стабильных частот с шагом $f_{\text{оп}}$.

Делители частоты. При построении высокочастотных ДЧ с переменным (программируемым) коэффициентом деления (ДПКД) стремятся использовать низкочастотные микросхемы с максимальной рабочей частотой 2—2,5 МГц. Поэтому ДЧ обычно состоят из двух блоков: делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) и более низкочастотного ДПКД. Выходная частота определяется соотношением $f_{\text{ген}}=KK_{\text{пд}}f_{\text{оп}}$, где $K_{\text{пд}}$ — коэффициент деления ДФКД.

При изменении K можно получить сетку частот с большим шагом $f_{\text{ш}}:f_{\text{ш}}=K_{\text{пд}}f_{\text{оп}}$. Шаг сетки следует выбирать, учитывая интервал между несущими частотами соседних по частоте радиостанций. В диапазонах ДВ, СВ этот интервал равен 9 кГц, в КВ диапазоне — 5 кГц. Так как на практике не всегда соблюдаются указанные интервалы, целесообразно выбрать для АМ диапазонов шаг сетки частот $f_{\text{ш}}=1$ кГц.

В отечественном диапазоне ЧМ вещания (65,8—73 МГц) интервал кратен 30 кГц, а в экспортном диапазоне (87,5—108 МГц) — 50 кГц. Поэтому целесообразно шаг сетки в УКВ диапазоне выбрать равным $f_{\text{ш}}=10$ кГц.

Рассмотрим вариант построения ДПКД для отечественного диапазона радиовещания.

В табл. 8 приведены расчетные значения K для верхнего преобразования частоты: $f_{\text{ген}}=f_{\text{с}}+f_{\text{п.ч}}$, где $f_{\text{с}}$ — частота принимаемого сигнала; $f_{\text{п.ч}}$ — промежуточная частота приемника. Значение $K=f_{\text{ген}}/f_{\text{ш}}$.

Таблица 8

Параметр	ДВ	СВ	КВ				УКВ
			75—49 м	41 м	31 м	25 м	
$f_{\text{с}}$, МГц	0,15—0,408	0,525—1,605	3,95—7,3	7,1—7,3	9,5—9,775	11,7—11,975	65,8—73
$f_{\text{п.ч}}$, МГц	0,465	0,465	0,465	0,465	0,465	0,465	10,7
$f_{\text{ген}}$, МГц	0,615—0,873	0,995—2,07	4,415—6,665	7,565—7,765	9,965—10,24	12,165—12,440	76,5—83,7
K	615—873	990—2070	4415—6665	7565—7765	9965—10240	12165—12440	7650—8370

Из табл. 8 видно, что для построения ДПКД необходимо применить более четырех тетрад счетчика частоты.

Структурная схема одного из вариантов ДПКД приведена на рис. 39,а. Она включает пятитетрадный двоично-десятичный счет-

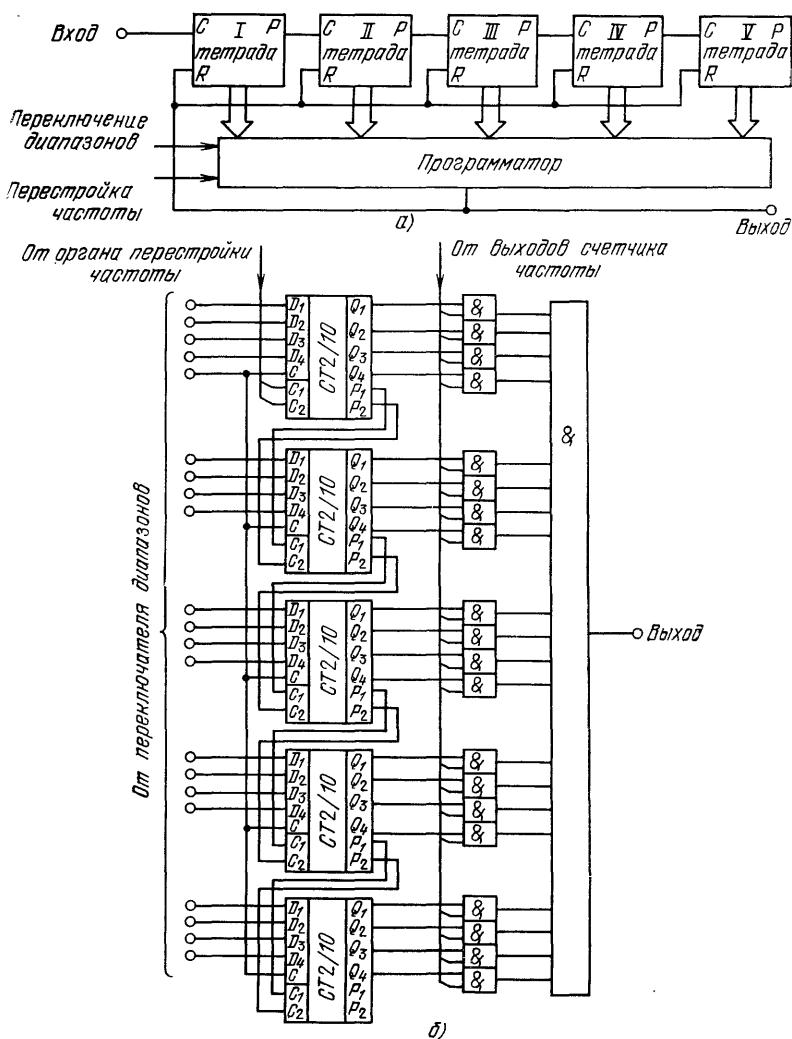


Рис. 39. К пояснению работы ДПКД:
 а — структурная схема ДПКД; б — функциональная схема программатора

чик и программатор, являющийся по существу дешифратором 20/1. Его выходная функция определяется положениями переключателя диапазонов и органа перестройки частоты в пределах диапазона.

Делитель частоты работает следующим образом. Входная частота поступает на синхровход первой тетрады, в которой осуществляется синхронное деление на десять с последовательным переносом в следующую тетраду. Состояние всех пяти тетрад опознается программатором, который при соответствии коэффициента деления K заданному коду вырабатывает обнуляющий импульс, возвращающий тетрады счетчика в исходное состояние. Этот же импульс является выходным импульсом ДПКД.

Программатор можно выполнить, например, на базе реверсивных счетчиков с предварительной записью. На рис. 39,б приведена схема 20-разрядного пятитетрадного реверсивного счетчика, на суммирующий или вычитающий входы которого поступают импульсы при перестройке частоты вверх или вниз. При переключении диапазонов осуществляется предварительная запись кода «К», соответствующего верхней или нижней границе диапазона. Таким образом, в произвольный момент времени состояние управляющего счетчика определяет требуемый коэффициент деления. Код управляющего счетчика сравнивается с кодом счетчика тракта деления сначала поразрядно, а затем общей схемой совпадения. При совпадении кодов появляется импульс на выходе программатора.

Представленная на рис. 39 схема ДПКД отличается невысоким быстродействием, так как опознавание любых состояний осуществляется в пяти синхронных счетчиках, соединенных последовательно. Применение схем с повышенной граничной частотой по сравнению с рабочей для увеличения быстродействия экономически и энергетически нецелесообразно. Поэтому стремятся использовать в ДПКД полностью синхронный счетчик, что значительно усложняет его устройство. На практике используются, как правило, низкочастотные устройства с максимальной рабочей частотой 2—2,5 МГц, позволяющие построить всю схему на одной БИС, выполненной по КМОП технологии. Однако в этом случае предварительный делитель в АМ диапазоне (см. табл. 8) должен иметь коэффициент деления $K_{п.д} \geq 5$. Тогда при $f_{ш} = 1$ кГц $f_{оп}$ окажется не выше 200 Гц. Так как частота $f_{оп}$ кольца ФАПЧ представляет помеху, которая должна быть отфильтрована, то можно показать [12], что при $f_{оп} \leq 200$ Гц постоянная времени ФНЧ настолько возрастает, что исключается возможность быстрой перестройки частоты в пределах диапазона. Стремление к нахождению компромисса между высокочастотностью ДПКД и низкой $f_{оп}$ привело к некоторым оригинальным вариантам построения синтезаторов. Так, в работе [12] показано, что, используя ДФКД с $K_{п.д}$, меняющимся на единицу, можно получить $f_{ш} = f_{оп}$. Структурная схема такого синтезатора частоты приведена на рис. 40. Сигнал гетеродина АМ2 или ЧМ1 поступает через разделительный частотный фильтр 7 и переключаемый ДФКД 8 к программируемым синхронным делителям А и В (9, 10). Выходная частота делителя сравнивается с опорной частотой (3 — кварцевый генератор, 4 — переключаемый делитель опорной частоты) в фазовом compara-

торе 5. Его выходной продукт поступает затем через ФНЧ 6 в цепь управления гетеродинами АМ или ЧМ. Требуемые коэффициенты деления делителей A и B устанавливаются программатором 11.

Рассмотрим, как осуществляется деление частоты в целом.

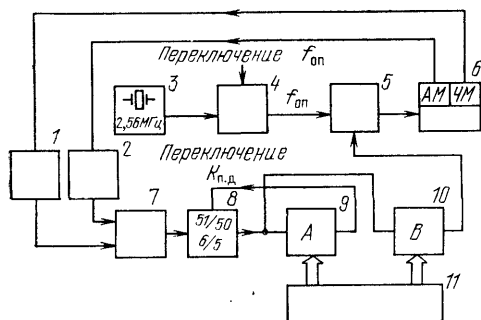


Рис. 40. Структурная схема СЧ с предварительным делителем частоты и высокой $f_{оп}$

Суммарный коэффициент деления определяется числом импульсов на входе, необходимым для создания одного импульса на выходе делителя B . В процессе счета с появлением на выходе делителя A импульса, поступающего по цепи обратной связи на ДФКД, коэффициент деления ДФКД изменяется со значения K_1 на K_2 . К этому моменту на вход ДФКД поступает aK_1 импульсов (a — коэффициент деления делителя A) и соответственно a импульсов

на вход делителя B . До появления импульса на выходе делителя B на вход его должны поступать еще $(b-a)$ импульсов, что соответствует K_2 ($b-a$) импульсов на входе ДФКД.

Отсюда суммарный коэффициент деления $K_{\Sigma} = aK_1 + (b - a)K_2 = a(K_1 - K_2) + bK_2$.

В рассматриваемом синтезаторе [12] принято: $K_1 - K_2 = 1$, $K_2 = 50$ для диапазонов КВ и УКВ и $K_2 = 5$ для ДВ и СВ. При этих значениях K_1 и K_2 $K_{\Sigma} = a + 50b$ — для КВ и УКВ диапазонов и $K_{\Sigma} = a + 5b$ — для ДВ и СВ.

Изменяя с помощью программатора коэффициенты a и b и ограничивая максимальную входную частоту делителей A и B значением $\leq 2,5$ МГц, получаем сетку частот с шагом, равным опор-

Таблица 9

Изменение на единицу коэффициента	Изменение частоты СЧ в диапазонах, кГц		
	ДВ, СВ	КВ	УКВ
a	1,0	1,0	10,0
b	5,0	50,0	500,0

ной частоте, т. е. 1 кГц для АМ и 10 кГц для ЧМ диапазонов. При этом изменение a и b на единицу вызывает изменения частоты СЧ согласно табл. 9.

Недостатки синтезатора частоты на базе кольца ФАПЧ. Основной недостаток кольца ФАПЧ — малая относительная полоса

захвата частоты $\approx 10\%$. При стандартной промежуточной частоте $f_{п.ч}=465$ кГц с помощью кольца ФАПЧ можно перекрыть лишь один растянутый диапазон КВ (см. табл. 8).

Для работы в ДВ и СВ диапазонах, коэффициент перекрытия по частоте гетеродина в которых $K=1,5-2$, необходимо применять одно из дополнительных устройств предварительного приведения частоты ГУН:

предварительную установку частоты с помощью элементов переключающих или перестраивающих ГУН;

предварительную перестройку ГУН дополнительным кольцом автоподстройки частоты;

поиск частоты, при котором внешним воздействием на ГУН от программного устройства изменяется частота по заданному закону до тех пор, пока начальная расстройка ГУН не станет меньше полосы захвата. В этот момент сравнивающее устройство вырабатывает сигнал, воздействующий на программное устройство.

При использовании высокой промежуточной частоты приемника ($f_{п.ч}>25$ МГц) трудности, связанные с малой полосой захвата кольца ФАПЧ, практически отсутствуют.

Синтезатор частоты не только существенно повышает стабильность частоты настройки приемника, но и позволяет ввести ряд потребительских удобств, повышающих комфорт обслуживания:

запоминание частот, программное и дистанционное управление. При этом для введения в память желаемой частоты настройки целесообразно использовать перепрограммируемое запоминающее устройство (ППЗУ), в котором записывается информация о двоично-десятичном коде частоты настройки [в кГц], считываемом с цифрового частотомера. В АМ диапазонах объем необходимой информации составляет около 17 бит (см. табл. 8). Для ЧМ диапазона это значение меньше, так как частоты настройки кратны 10 кГц и поэтому возможна запись информации $f_c/10$. С учетом одного дополнительного бита, необходимого для отличия ЧМ от АМ, полная информация о частоте настройки может быть представлена восемнадцатибитным словом. Заметим, что даже для тракта с $f_{п.ч}>25$ МГц одно кольцо ФАПЧ неспособно обеспечить точную настройку на требуемую частоту в тех случаях, когда необходимо автоматически включать нужный диапазон частот при извлечении информации из памяти.

Для этого необходимо ввести в СЧ дополнительный анализатор кода, определяющий принадлежность кода к какому-либо диапазону и вырабатывающий команду его включения, дополнительное кольцо автоподстройки частоты для поиска и включения нужного диапазона, присвоить каждому диапазону порядковый номер в двоичном коде с записью этой информации и при извлечении ее из памяти соответственно осуществить декодирование для выработки команды включения диапазона. Для 9—10 диапазонного приемника это потребует увеличения разрядности информации на 4 бита.

Синтезатор представляет кольцо частотной автоподстройки (ЧАП), в котором происходит сравнение (вычитание) двух кодов: измеренной и требуемой частот принимаемого сигнала. При этом разностный сигнал управляет частотой ГУН. Частоту сигнала можно измерять любым из методов, основанных на измерении частоты гетеродина и введении коррекции на $f_{п.ч.}$

Код требуемой частоты можно получить из системы управления приемником, например от клавиатуры прямого ввода частоты, из системы запоминания фиксированных частот или от других органов управления. Удобно для этих режимов работы пользоваться оперативным запоминающим устройством (ОЗУ).

Структурная схема СЧ приведена на рис. 41,а. Сигнал частоты ГУН 1 периодически во время импульса счета попадает в счетчик частоты 2, в котором к концу каждого интервала счета

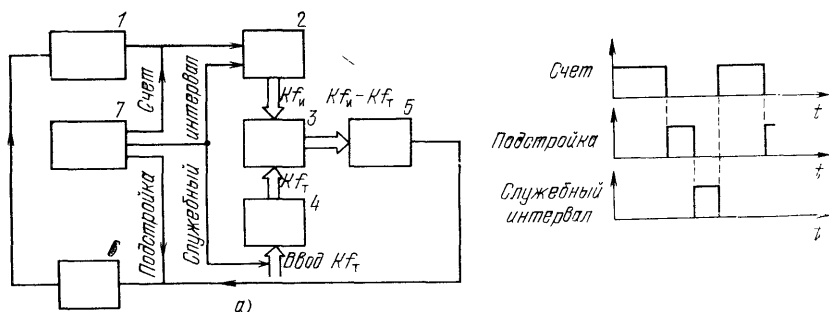


Рис. 41. Синтезатор частоты на базе сравнения кодов:
а — структурная схема; б — временные диаграммы

сосредотачивается информация (код) о частоте принимаемого сигнала $Kf_{и.}$ Эта информация поступает в вычитатель 3, куда также из ОЗУ 4 вводится код требуемой частоты $Kf_{т.}$ Полученная в вычитателе разность кодов $Kf_{и.} - Kf_{т.}$ поступает на цифро-аналоговый преобразователь 5, вырабатывающий перепад аналогового напряжения, воздействующий через интегратор 6 на ГУН. Знак этого перепада определяет направление перестройки частоты ГУН, в то время как его абсолютные значения — требуемую перестройку. Интегратор передает аналоговое напряжение, поступающее с блока ЦАП на ГУН во время интервала подстройки, и хранит его в остальное время. Временные соотношения в работе кольца устанавливаются кварцевым генератором опорных частот 7, вырабатывающим три синхронизированных по фазе последовательно импульсов (см. рис. 41,б): импульсов счета, пропускающих частоту гетеродина на счетчик; импульсов подстройки, разрешающих прохождение выходного напряжения с ЦАП на интегратор для управления частотой ГУН; служебного интервала, во время

которого счетчик подготавливается к работе и вводу информации Kf_T в ОЗУ.

Структура блоков вычитателя и ЦАП. В качестве вычитателя можно было бы использовать арифметическое логическое устройство (АЛУ), выполненное на ИС типа 564ИПЗ. Однако нельзя считать рентабельным применение сложного устройства, способного выполнить 16 арифметических или логических операций для реализации одного действия — вычитания. При этом для создания 18—20-разрядного ЦАП потребуется сложное по числу элементов устройство. Неприемлем также вариант использования компаратора на базе ИС типа 564ИП2 без ЦАП, так как он позволит получить лишь знак разности кодов $Kf_H - Kf_T$ без информации о значении частотной ошибки. Это исключает возможность регулировки скорости изменения управляющего напряжения ГУН в зависимости от частотной ошибки. Указанный недостаток не сказывается при плавном поиске частоты, когда частотная ошибка невелика. Но при необходимости резкой перестройки тюнера с одного края частотного диапазона на другой может потребоваться затрата недопустимо большого времени.

Для бытовой радиоэлектронной аппаратуры можно считать приемлемым время перестройки частотного поддиапазона $t_{п.доп} = 1$ с.

Определим для рассмотренных вариантов построения кольца автоподстройки возможное время перестройки $t_п$.

1. Пусть кольцо автоподстройки содержит вычитатель кодов на АЛУ, ЦАП и интегратор, и частота ГУН линейно зависит от управляющего напряжения.

Время перестройки $t_п$ будет равно периоду одного цикла выходной частоты генератора опорной частоты (ГОЧ). Минимальный период цикла можно определить следующим образом.

При точности отсчета частоты, равной 1 кГц, время счета должно быть не менее 1 мс, а согласно рис. 41,б период цикла $T_ц = 2t_{сч} = 2$ мс. При таком значении $T_ц$ частота ГУН поступает на счетчик в АМ диапазоне непосредственно, без предварительного деления частоты. Недостатки, связанные с этим, были рассмотрены ранее, здесь же отметим дополнительно, что случайная ошибка в измерении частоты Kf_H приводит к ошибочной подстройке кольца, вызывающей паразитную девиацию частоты, в конечном счете снижающей качество приема в ЧМ диапазоне. Использование предварительного делителя частоты и кольца ЦАПЧ (рис. 18) позволяет значительно уменьшить паразитную девиацию частоты. Принимая коэффициент предварительного деления частоты в АМ диапазоне $K_{п.д} = 5$, получаем $t_п = T_ц K_{п.д} = 0,01$ с.

Полагая, что требуемая частота устанавливается в течение 10 циклов, имеем: $t_y = 10t_п = 0,1$ с, где t_y — время установки частоты.

С учетом нелинейной зависимости частоты ГУН от управляющего напряжения время t_y может быть несколько больше. Из расчетов видно, что рассмотренный вариант построения кольца по

времени установки требуемой частоты полностью удовлетворяет поставленным требованиям ($t_y < t_{п.доп} = 1$), однако он неприемлем по сложности реализации схемы.

2. Пусть кольцо автоподстройки построено на компараторе кодов без ЦАП. Вычисление $t_п$ и t_y проведем для диапазона ЧМ, имеющего самую большую полосу пропускания — $\Delta F = 7,2$ МГц. При точности измерения частоты 10 кГц различие кодов в начале и конце диапазона $P = 7,2 \cdot 10^3 / 10 = 720$. При $P = 1$ $t_{п1} = t_ц = 0,01$ с.

Учитывая, что в устройстве с компаратором скорость перестройки не зависит от частоты, получаем $t_{п1} = Pt_{п1} = 720 \cdot 0,01 = 7,2$ с, $t_y = Pt_{п1} + 10t_ц = 7,2 + 0,1 = 7,3$ с. Таким образом, этот вариант не удовлетворяет требованию по допустимому времени установки частоты $t_y \gg t_{п.доп} = 1$ с.

3. Рассмотрим вариант многоскоростной системы автоподстройки на базе ИС компаратора кодов. Если выполнить схему сравнения кодов таким образом, чтобы можно было определить разность кодов в пределах 1—10, 10—100, 100—1000, то для перестройки ГУН необходимо использовать три скорости, различающиеся в 10 раз. В такой схеме $t_п$ значительно уменьшится, так как при большой расстройке сработает сначала большая скорость, затем средняя и малая. Тогда $t_п \approx (n_1 + n_2 + n_3) t_{п1}$, где n_1, n_2, n_3 — числовые значения десятичных разрядов разности кодов.

Для худшей точки УКВ диапазона, учитывая, что разность кодов конца и начала диапазонов $P = 720$, имеем $t_{п\max} = (6 + 9 + 9) \cdot 0,01 = 0,24$ с; $t_y = t_{п\max} + 10t_ц = 0,34$ с. Так как $t_y < t_{п.доп} = 1$ с, этот вариант положен в основу построения блока «вычитатель — ЦАП».

Компаратор кодов — ЦАП. Учитывая низкочастотность компаратора и стремление к уменьшению энергопотребления, целесообразно блок выполнить на ИС КМОП структуры. В качестве базовой схемы целесообразно принять ИС 4-разрядного компаратора 564ИП2. Она имеет восемь входов для двух 4-разрядных двоичных чисел A и B , три входа переноса в нее из младшего разряда ($A > B$, $A = B$, $A < B$) и три выхода переноса из нее в старший разряд. Наличие трех входов и выходов переноса принципиально избыточно для комплексирования, так как три возможных комбинации можно передать двоичным 2-разрядным кодом. Это можно проследить по таблице истинности (табл. 10).

Если принять следующую кодировку на входах переноса: при $A = B$ на входе « $A = B$ » логическая «1», при $A < B$ на входе « $A < B$ » логическая «1», при $A > B$ на входах « $A = B$ » и « $A < B$ » логические «0», то аналогичную кодировку получим и на выходах переноса « $A < B$ » и « $A = B$ ».

Действительно, если операнд $A > B$, то на выходах переноса « $A < B$ » и « $A = B$ » имеют место логические «0» вне зависимости от уровней на входах переноса. При $A < B$ на выходе переноса « $A < B$ » — логическая «1» независимо от уровней на входах переноса. Наконец при $A = B$ на выходах переноса « $A < B$ » и « $A = B$ »

Соотношение операндов	Входы переноса			Выходы переноса		
	« $A > B$ »	« $A < B$ »	« $A = B$ »	« $A > B$ »	« $A < B$ »	« $A = B$ »
$A > B$	1	0	0	1	0	0
	1	1	0	1	0	0
	1	0	1	1	0	0
$A < B$	1	0	0	0	1	0
	1	1	0	0	1	0
	1	0	1	0	1	0
$A = B$	1	0	0	1	0	0
	1	1	0	0	1	0
	1	0	1	0	0	1

« $A < B$ » повторяются коды соответствующих входов переноса. Учитывая, что при такой кодировке нас не интересуют уровни на входе и выходе переноса « $A > B$ », то при комплексировании ИС достаточно использовать входы и выходы переноса « $A < B$ » и « $A = B$ ».

Наличие в ИС избыточных входов и выходов переноса (« $A > B$ ») позволяет использовать ее для получения на выходе унитарного кода. Для этого на вход переноса « $A > B$ » компаратора старших разрядов следует подать логическую «1». Это подтверждается табл. 10, из которой видно, что в зависимости от соотношения операндов, а при их равенстве (« $A = B$ ») в зависимости от кодов на входах переноса « $A < B$ » и « $A = B$ » отклик на выходе получается в унитарном коде (только на одном выходе уровень соответствует логической «1»).

Рассмотрим работу узла «компаратор кодов — ЦАП» по функциональной схеме (рис. 42). Первая скорость обрабатывается двадцатиразрядным компаратором, построенным на пяти ИС (Э1—Э5). Для их комплексирования на вход переноса Э1 подается код равенства, и сочленение ИС выполняется двухпроводной линией. На вход переноса « $A > B$ » (Э5) подается логическая «1» для получения унитарного кода на выходе компаратора. Выход переноса « $A = B$ » (Э5) подключен к одному из входов логического элемента ИЛИ—НЕ (Э9.4), в то время как к его второму входу с блока управления поступает импульс запрета. Он подается циклически во время счетного и служебного интервалов работы кольца (см. рис. 41,б), а также постоянно в режиме плавной перестройки частоты, т. е. когда обратная связь в кольце должна быть прервана.

Так как при работе схемы ИЛИ—НЕ наличие логической «1» на любом входе приводит к появлению на выходе логического «0», то на управляющем входе ключа Э10.3 будет исчезать сигнал

при точном равенстве кодов измеренной и требуемой частот или при появлении импульса запрета. На сигнальный вход этого ключа поступает логический уровень с выхода переноса « $A > B$ » (35). Так как при равенстве кодов ключ закрыт, то в открытом его состоянии возможно лишь неравенство кодов. При этом логиче-

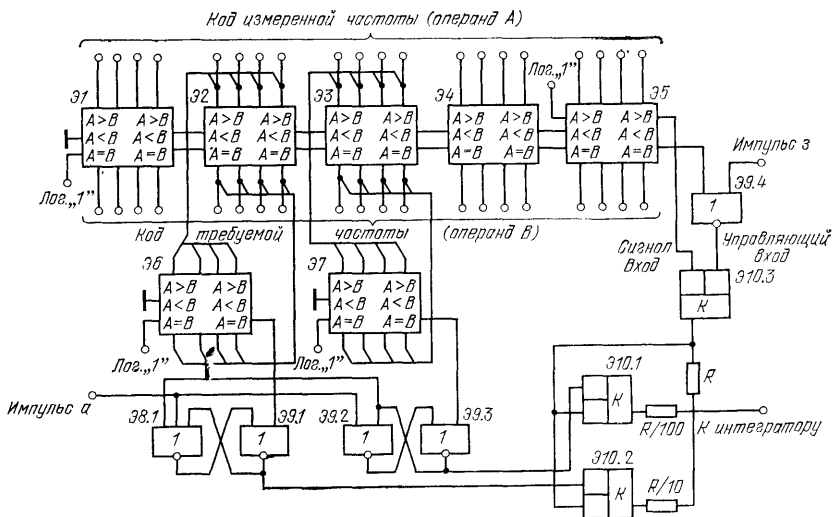


Рис. 42. Функциональная схема блока «компаратор кодов — ЦАП»

ская «1» на выходе переноса означает $A > B$, а логический «0» $A < B$. Учитывая, что выход ключа через резистор R поступает на интегратор, его выходное напряжение в соответствии с соотношением кодов будет при открытом ключе возрастать или убывать со скоростью, определяемой сопротивлением резистора R . Во избежание перерегулировки сопротивление R должно быть выбрано таким, чтобы за один цикл подстройки на любой частоте диапазона изменение кода измеряемой частоты не превышало единицы. Таким образом, первая скорость включается независимо от значения частотной ошибки (разности кодов $Kf_{\text{и}} - Kf_{\text{т}}$). Вторая и третья скорости включаются ключами Э10.1 и Э10.2, шунтирующими резистор R резисторами $R/10$ и $R/100$. Рассмотрим процесс управления ключами. Интегральные схемы Э6 и Э7 в качестве самостоятельных 4-разрядных компараторов применяются для сравнения четвертого и третьего десятичных разрядов чисел A и B , а для управления ключами используются их выходы переноса « $A=B$ » (равенство кодов).

Заметим, что при непосредственном подключении компараторов 36, 37 к ключам в кольце могут возникнуть релаксационные колебания, что иллюстрируется циклограммой, приведенной на рис. 43.

Допустим, что код частоты 1600, измеренный в устойчивом режиме, уменьшился до значения 1599. Вследствие взаимного различия третьих разрядов этих кодов на единицу сработает третья скорость, которая резко изменит код (например, до значения 1677). Так как после этого момента будет существовать уже разница между четвертыми разрядами кодов, то включится вторая

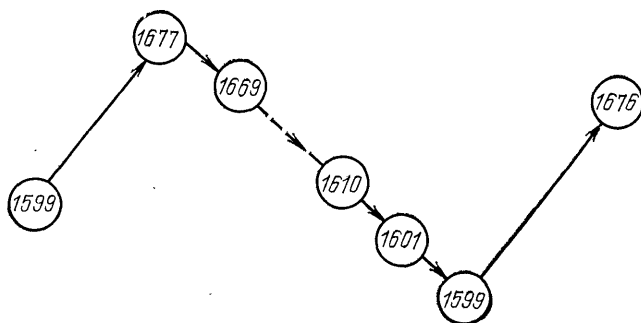


Рис. 43. К пояснению перестройки в кольце

скорость, которая более плавно будет уменьшать кодовое число, приближая его к первоначальному устойчивому значению. Однако вследствие случайной ошибки кодовое число, достигнув значения 1601, может скачком измениться до отметки 1599, минуя точное значение 1600. В результате между третьими разрядами кодов вновь возникнет разница на единицу, включится третья скорость и процесс повторится. Из рассмотренного примера следует, что для преодоления релаксационных явлений в кольце необходимо исключить возможность включения третьей скорости при достижении равенства кодов третьих десятичных разрядов чисел A и B (путем блокировки ключа Э10.1) и далее при выравнивании кодов четвертых разрядов предупредить включение второй скорости (блокировка ключа Э10.2). При различии кодов A и B в пределах 1—10 их подстройка производится на первой скорости. Блокировка ключей должна быть сохранена до того момента, пока не возникнет необходимость резкого изменения частоты, например в случае извлечения фиксированной настройки из памяти или введения частоты из клавиатуры. При любой из этих команд блокировка снимается подачей импульса a (рис. 42). Блокировка содержит два R - S триггера, выполненных на элементах ИЛИ—НЕ (Э8.1, Э9.1—Э9.3), S -входы обоих триггеров объединены, и при поступлении на них импульса a они устанавливаются во включенные состояния (блокировка снята) и соответственно открывают ключи Э10.1 и Э10.2. При появлении сигнала равенства кодов на компараторе Э7 логическая «1», поступающая на R вход триггера (Э9.2, Э9.3), устанавливает его в логический «0», ключ Э10.1 закрывается, и теперь при исчезновении сигнала равенства кодов третья скорость не может включиться до появления







нового импульса a . Второй R - S триггер (Э8.1, Э9.1) имеет дополнительный вход S , соединенный с выходом Q триггера третьей скорости. Благодаря этому сигнал равенства кодов на компараторе Э6 устанавливает свой триггер в состояние логического «0» (отключается вторая скорость) только после выключения третьей скорости.

Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). Оно может работать в режиме хранения информации о коде требуемой частоты, выбранной в процессе прослушивания радиопередачи; в режиме периодической перезаписи кода измеряемой частоты при плавной ее перестройке (кольцо автоподстройки разомкнуто, $Kf_T = Kf_H$); в режиме ввода информации о коде требуемой частоты из тастатуры прямого ввода частоты или из блока памяти; в режиме ввода информации в блок памяти.

Учитывая многофункциональность работы ОЗУ, его целесообразно выполнять на универсальных регистрах типа 164ИРЗ, допускающих работу в режимах параллельной и последовательной записи. Работу этой ИС можно уяснить из таблицы функционирования (табл. 11), где * обозначены безразличные состояния.

Пример реализации 8-разрядного ОЗУ на основе этих ИС приведен на рис. 44. Код измеренной частоты Kf_H подается на входы

Таблица 11

Вид записи информации	Входы								Выходы			
	$T_{\text{ч}}$	C_1	C_2	D_0	D_1	D_2	D_3	D_4	Q_1^t	Q_2^t	Q_3^t	Q_4^t
Последовательная	0		*	0	*	*	*	*	0	Q_1^{t-1}	Q_2^{t-1}	Q_3^{t-1}
	0		*	1	*	*	*	*	1	Q_1^{t-1}	Q_2^{t-1}	Q_3^{t-1}
	0		*	*	*	*	*	*	Q_1^{t-1}	Q_2^{t-1}	Q_3^{t-1}	Q_4^{t-1}
Параллельная	1	*		*	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	*		*	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	*		*	*	*	*	*	Q_1^{t-1}	Q_2^{t-1}	Q_3^{t-1}	Q_4^{t-1}

параллельной записи. В режиме плавной перестройки частоты на вход $T_ч$ подается логическая «1» (режим параллельной записи) и фронтом импульса служебного интервала, периодически поступающего на тактовый вход параллельной записи C_2 , информация от $Kf_{и}$ ($A_1 \div A_8$) поступает в ОЗУ (меняется $Kf_{т}$). По окончании

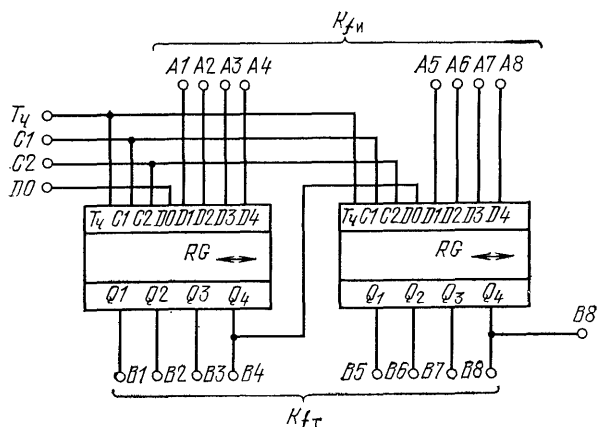


Рис. 44. Функциональная схема 8-разрядного ОЗУ

плавной настройки ($T_ч=0$) информация сохраняется до тех пор, пока на вход последовательной записи C_1 не поступят тактовые сигналы. Для ввода информации в ОЗУ из блока памяти или с клавиатуры прямого ввода частоты необходимо на вход C_1 подать последовательность, состоящую из восьмитактовых импульсов, и одновременно поразрядно подавать код $Kf_{т}$ на информационный вход последовательной записи D_0 . Выводить информацию с ОЗУ можно с любого выхода (удобнее со старшего разряда B_8) путем подачи на C_1 такой же последовательности импульсов. При желании сохранить информацию в ОЗУ необходимо с помощью логической схемы соединить выход B_8 со входом D_0 , что переместит информацию по кольцу без ее стирания. Используя пять ИС, можно аналогично построить двадцатиразрядное ОЗУ.

Недостатки и преимущества СЧ на базе компаратора кодов. По быстродействию СЧ несколько уступает СЧ с кольцом ФАПЧ из-за дискретности работы кольца (измерение — подстройка), однако допускает установку требуемой частоты в течение времени t_y , приемлемого для радиовещания.

Вследствие температурных изменений частоты гетеродина и дрейфа интегратора, а также в результате возможной ошибки измерения частоты, обусловленной случайным соотношением фаз опорного и гетеродинного колебаний, возможно появление паразитной ЧМ. Для уменьшения паразитной девиации частоты, что

особенно важно для УКВ диапазона, целесообразно применять СЧ в сочетании с блоком ЦАПЧ.

Весь цифровой тракт СЧ, за исключением первых декад деления частоты, построен на низкочастотных ИС ($f_{\text{раб}} \sim 2$ МГц). Поэтому тракт может быть построен на одной БИС, выполненной по КМОП технологии с малым потреблением от источника питания.

Кольцо ФАПЧ перспективно для применения в трактах с $f_{\text{п.ч}} > 25$ МГц, в то время как для СЧ на базе компаратора кодов значение $f_{\text{п.ч}}$ несущественно. Более того, для СЧ на базе компаратора кодов предпочтительно применение низкой $f_{\text{п.ч}}$, обеспечивающей снижение рабочей частоты гетеродина и первых декад деления частоты. Синтезатор частоты на базе компаратора кодов хорошо сопрягается с микропроцессором (МП). Основные компоненты СЧ — компаратор, счет частоты с введением поправки на $f_{\text{п.ч}}$, ОЗУ — могут войти в состав МП. Этим преимуществом не обладает СЧ на базе ФАПЧ, так как основной его узел — ДПКД не может быть интегрирован в МП. Микропроцессор можно использовать лишь для управления ДПКД.

ПОТРЕБИТЕЛЬСКИЕ УДОБСТВА

Благодаря наличию жесткой связи между цифровым кодом и частотой в СЧ становится возможным введение новых потребительских удобств — стабильное запоминание кода фиксированных настроек в любом диапазоне, прямой ввод частоты с тастатуры управления, программное и дистанционное управление.

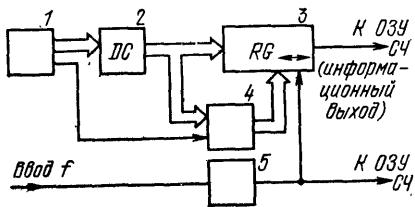


Рис. 45. Структурная схема прямого ввода частоты

Рассмотрим схемную реализацию перечисленных функций.

Прямой ввод частоты с тастатуры управления. Под прямым вводом частоты с тастатуры подразумевается метод управления при помощи десяти информационных кнопок (0—9) и одной командной («Ввод f »). Вариант структурной схемы узла управления дан на рис. 45.

Сигналы с тастатуры 1 поступают на преобразователь десятичного кода в двоично-десятичный 2. Параллельный четырехразрядный код с преобразователя поступает на информационные входы регистра 3. При нажатии любой из кнопок тастатуры с помощью устройства управления вводом 4 выполняются: последовательное перемещение информации на четыре разряда вправо по регистру и параллельная запись с преобразователя кодов 2 в четыре младших разряда регистра параллельного кода.

Так как устройство 4 должно запускаться автоматически при нажатии любой из десяти кнопок, то управлять им можно или прямо из тастатуры, объединив все кнопки девятиходовой схе-

мой ИЛИ, либо, что проще, из преобразователя кодов, объединив его выходы устройством слежения. При этом на один из его входов должен быть подан сигнал с нулевой кнопки tastатуры. При нажатии n кнопок tastатуры в регистр вводится n -разрядное десятичное число в двоично-десятичном коде. Для вывода его из регистра (и соответственно ввода в ОЗУ) служит устройство управления выводом информации 5. Оно вырабатывает в соответствии с разрядностью регистра определенное число импульсов, управляющих регистром и ОЗУ одновременно. При этом, так как информационный выход регистра соединен с информационным входом последовательной записи регистра ОЗУ ($D0$ на рис. 44), то после прохождения этой пачки импульсов информация переместится из регистра в ОЗУ, т. е. поступит на управление СЧ, чем осуществится прямой ввод частоты из tastатуры.

Регистр может быть реализован аналогично устройству (рис. 44) с той разницей, что для его работы необходимы информационные входы параллельной записи только первых четырех разрядов, а информационный вход последовательной записи должен быть заземлен.

Из табл. 12 следует, что для преобразования десятичного кода в двоично-десятичный пригодно любое комбинационное устройство, реализующее функции $Y_1 = X_1 + X_3 + X_5 + X_7 + X_9$; $Y_2 = X_2 + X_3 + X_6 + X_7$; $Y_3 = X_4 + X_5 + X_6 + X_7$; $Y_4 = X_8 + X_9$, где $X_0 - X_9$ — сигналы на соответствующих кнопках tastатуры, $Y_1 - Y_4$ — функции на выходах четырех разрядов преобразователя.

Т а б л и ц а 12

Деся- тичный код	Двоично-десятичный код					Деся- тичный код	Двоично-десятичный код				
0	0	0	0	0	X_0	5	0	1	0	1	X_5
1	0	0	0	1	X_1	6	0	1	1	0	X_6
2	0	0	1	0	X_2	7	0	1	1	1	X_7
3	0	0	1	1	X_3	8	1	0	0	0	X_8
4	0	1	0	0	X_4	9	1	0	0	1	X_9

Это устройство можно построить на 15 диодах.

Принципиальная схема управления вводом информации дана на рис. 46, а. Как следует из изложенного, на ее входе необходима схема, выполняющая функцию сложения:

$$Y = Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + X_0 = \overline{\overline{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 + X_0}} = \overline{\overline{Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4} \cdot \overline{X_0}}.$$

Видно, что эта функция реализуется тремя логическими элементами Э1.1, Э2.1 и Э2.2 (рис. 46, а). С выхода Э2.2 команда ввода поступает на дифференцирующую цепочку CR. На ее выход

де (точка B на рис. 46, б) длительность сигнала не зависит от времени нажатия кнопки табулятуры. Под действием этого сигнала опрокидывается R - S триггер (Э3.1, Э3.2), при этом его выходной сигнал (точка O на рис. 46, б) снимает обнуление счетчика Э4, который можно выполнить на ИС 564ИЕ9 (делитель на восемь). На

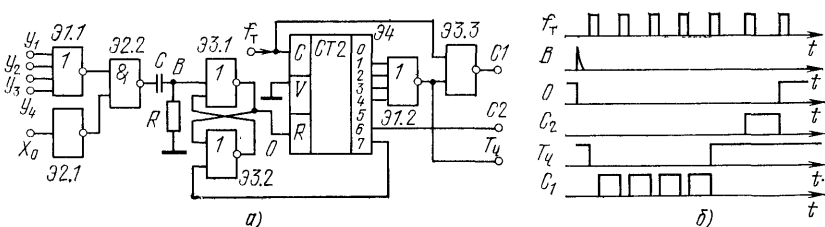


Рис. 46. Узел управления вводом:

а — функциональная схема; б — временные диаграммы

синхровход C (Э4) подводятся импульсы тактовой частоты $f_T = 5 \cdot 10$ кГц, определяющей скорость ввода информации. После снятия обнуления следующий импульс переводит счетчик Э4 из нулевого в первое состояние и соответственно схему четыре ИЛИ—НЕ (Э1.2) в состояние логического «0». Выход ее соединяется со входом T_c регистра (рис. 44). Импульсы тактовой частоты, поступающие через вентиль Э3.3 на вход последовательной записи $C1$, продвигают содержащуюся в регистре информацию на четыре разряда (см. табл. 11), освобождая, таким образом, младшую тетраду регистра. Пятый импульс f_T , как видно из временных диаграмм (рис. 46, б), переводит регистр в режим параллельной записи (логический «0» на всех входах Э1.2). Шестой импульс f_T производит параллельную запись 4-разрядного двоично-десятичного кода набранного числа в младшую тетраду регистра, а седьмой сбрасывает R - S триггер (Э3.1, Э3.2) и обнуляет (возвращает в исходное состояние) счетчик Э4. При последующем нажатии кнопки табулятуры информация из младшей тетрады поступит в следующую, а в младшую запишется новая цифра и т. д. до заполнения регистра.

Рассмотрим принципиальную схему управления выводом информации из регистра в ОЗУ емкостью на 20 бит на примере 20-разрядного регистра. Как указывалось, для этой цели необходимо выработать последовательность 20 импульсов и перевести регистр и ОЗУ в режимы последовательной записи. Если регистр и ОЗУ выполнены аналогично устройству 8-разрядного ОЗУ (см. рис. 44), то эту задачу можно реализовать по схеме на рис. 47. Импульс команды «Ввод f », укорачиваемый дифференциальной цепочкой RC , запускает R - S триггер (Э1.1, Э1.2). При этом на зажиме T_c появляется логический «0» (разрешение последовательной записи), снимается обнуление с двоичного пятиразрядного счетчика Э2, построенного на ИС К176ИЕ2, и открывается схема И (Э3.1,

ЭЗ.2). Вслед за этим импульсы тактовой частоты f_T начинают проходить через схему И (ЭЗ.1, ЭЗ.2) на тактовый вход C_1 последовательной записи регистра и ОЗУ, одновременно меняя состояние счетчика ЭЗ. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока 20-й импульс f_T не переведет счетчик ЭЗ в состояние 10100. Тогда на выходе схемы И (ЭЗ.3, ЭЗ.4) появится логическая «1», которая обнулит счетчик ЭЗ и закроет вентиль (ЭЗ.1, ЭЗ.2). Таким образом будет выработана последовательность из 20 импульсов.

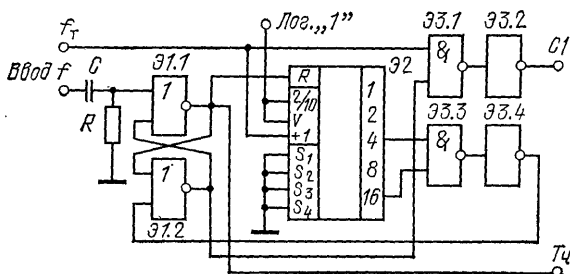


Рис. 47. Принципиальная схема узла управления выводом

Блок памяти. Блок памяти (ППЗУ) обеспечивает: ввод кода частоты настройки (запись), долговременное хранение кода настройки (с помощью дежурного источника для питания блока или элементов памяти), вывод кода частоты настройки в ОЗУ (считывание). Желательно также предусмотреть возможность определения свободного канала памяти.

Рассмотрим схему построения блока перепрограммированного ЗУ, выполненного на КМОП ИС типа 564РУ2 (рис. 48). Эта ИС представляет статическое ОЗУ емкостью 256 бит. В нем 16 строк и 16 столбцов, адреса которых соответственно задаются двумя 4-разрядными кодами A и B . Информация вводится и выводится последовательно, для чего предусмотрены информационный вход D , прямой и инверсный выходы. Управляется ИС двумя входами:

«Режим работы» V — логическая «1» соответствует режиму записи, а логический «0» — хранению или считыванию информации; «Выбор элемента» W . На входе W строб импульса разрешает доступ к ячейке памяти данного кристалла по заранее выбранному адресу (A , B). При этом в режиме считывания на выходах ИС появляется информация из этой ячейки, а в режиме записи в ячейку записывается информация со входа D .

Так как объем информации о частоте составляет около 20 бит, то для организации ППЗУ на 16 фиксированных настроек требуется память объемом $16 \cdot 20 = 320$ бит. Она с запасом обеспечивается двумя ИС 564РУ2.

Функциональная схема ППЗУ с таким объемом памяти приведена на рис. 48. В ней 19 разрядов каждого канала памяти используются для информации о частоте и один разряд — в качестве признака свободного канала.

Рассмотрим режимы работы ППЗУ.

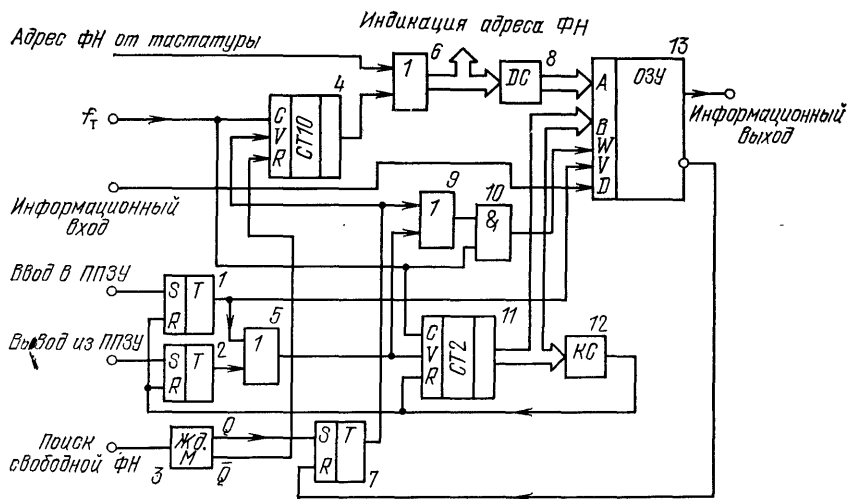


Рис. 48. Функциональная схема ППЗУ:

1, 2, 7 — триггеры; 3 — ждущий мультивибратор; 4 — счетчик адреса ФН; 5, 6, 9 — устройства сложения; 8 — преобразователь двоично-десятичного кода в двоичный; 10 — устройство совпадения; 11 — счетчик разряда ФН; 12 — комбинационное устройство; 13 — элементы памяти

Режим записи. Команда «Ввод в ППЗУ» опрокидывает R -S триггер 1. В результате элементы памяти 13 переводятся в режим записи, через схему сложения 5 разрешается работа двоичного счетчика разряда 11, через схему сложения 9 и умножения 10 импульсы тактовой частоты f_T подводятся ко входу W выбора кристалла. Перед подачей команды «Ввод в ППЗУ» предварительно должен быть задан адрес канала (адрес ФН), например, от клавиатуры. Адрес поступает через схему сложения 6 на индикацию номера набора и далее через преобразователь двоично-десятичного кода в двоичный 8 — на адресные входы строки A . Импульсы тактовой частоты f_T , поступающие на счетчик 11, меняют его состояние (а следовательно, и адрес столбца B) и, поступая одновременно через вентиль 10 на вход выбора элемента W , стробируют (разрешают) запись информации, поступающей с информационного входа D в заранее выбранную строку по меняющемуся адресу B . Следует отметить, что на информационном входе ППЗУ должна синхронно с частотой f_T изменяться информация, поступающая из ОЗУ. Режим записи будет продолжаться до тех пор, пока счетчик 11, не перейдет в 20-е состояние, код которого опо-

знается комбинационным устройством 12, обнуляющим счетчик и опрокидывающим $R-S$ триггер 1.

При использовании в счетчике ИС К176ИЕ2 комбинационное устройство 12 может быть выполнено аналогично устройству управления выводом информации (элементы Э3.3, Э3.4 на рис. 47).

Режим считывания. Команда «Вывод из ППЗУ» опрокидывает $R-S$ триггер 2, и далее через схему сложения 5 процесс смены адресации и выборки протекает аналогично режиму записи. Разница состоит лишь в том, что на входе V блока ОЗУ образуется уровень логического «0», обеспечивающий считывание информации из ППЗУ.

Поиск свободного канала памяти. Отмечалось, что в этом режиме работы один разряд информации, вводимой в ППЗУ, используется в качестве признака занятости. При загрузке канала (рис. 48) используется запись логической «1» в столбец ($B=0$).

При подаче команды «Поиск свободного ФН» опрокидывается ждущий мультивибратор 3, в результате чего снимается обнуление двоично-десятичного счетчика адреса 4, включается $R-S$ триггер 7, разрешается работа счетчика и сигнал тактовой частоты f_T начинает поступать на вход W 13 аналогично режиму записи. Меняющийся код с выхода счетчика адреса через схему сложения 6 поступает на индикацию и через преобразователь 8 на адресный вход A . Изменение адресации строки и процесс считывания будут продолжаться до обнаружения свободного канала ФН. После этого момента логическая «1» на инверсном выходе 13 опрокинет $R-S$ триггер 7, прекратится прохождение f_T на вход W ОЗУ и остановится счетчик. При этом код на его выходе, наблюдаемый в десятичной форме на индикаторе адреса ФН, будет соответствовать первому из свободных каналов памяти. По этому адресу нажатием кнопки «Ввод в ППЗУ» можно осуществить запись.

Если запись в свободный канал не производится потребителем, то ждущий мультивибратор по истечении времени, на которое он рассчитан, перейдет в устойчивое состояние, счетчик обнулится, на индикаторе адреса ФН появится «0» и ППЗУ перейдет в состояние хранения информации. Блок ППЗУ будет готов к работе в режиме записи или считывания по адресу, задаваемому тастатурой.

УСТРОЙСТВО ЦИФРОВОГО АУТОПОИСКА

Аналоговые устройства автопоиска практически не нашли применения в радиовещательных приемниках несмотря на большие удобства, которые они потенциально могут дать потребителю. Объясняется это тем, что при глубоких замираниях принимаемого сигнала аналоговое устройство автопоиска становится неработоспособным.

Развитие цифровых методов автоподстройки частоты позволило устранить этот недостаток и создало предпосылки для широкого

внедрения в радиоприемники устройств цифрового автопоиска (ЦАП).

Структурная схема радиоприемника с ЦАП представлена на рис. 49. Собственно радиотракт представлен блоками 1—6, из которых гетеродин 6 охвачен кольцом ЦАПЧ 7 (1 — преселектор, 2 — смеситель, 4 — детектор, 5 — УНЧ). Введение приемника в режим автопоиска осуществляется R - S триггером 8, который запускается подачей логической «1» на вход S установки «1». При этом отключается ЦАПЧ и включается генератор пилообразного напряжения 9. Генератор пере-

страивает контур гетеродина до тех пор, пока на выходе УПЧ 3 не появится сигнал, превышающий по уровню порог срабатывания схемы совпадения 10, устанавливаемый при заводской регулировке.

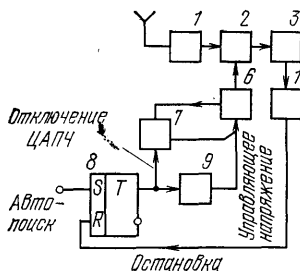


Рис. 49. Структурная схема радиоприемника с ЦАП

Возникающий при этом перепад напряжения поступает на вход установки нуля R триггера и отключает его. Одновременно прекращается работа генератора пилообразного напряжения (ГПН) и включается ЦАПЧ, поддерживающая постоянной частоту гетеродина независимо от последующего наличия несущей частоты сигнала.

Пороговое устройство, определяющее чувствительность системы автопоиска к напряженности поля принимаемого сигнала, может быть построено так же, как при аналоговом автопоиске.

Отключать ЦАПЧ можно так же, как в режиме ручной перестройки частоты.

Триггер R - S можно построить на двух логических элементах ИЛИ—НЕ (рис. 50, а). При наличии логических нулей на обоих входах триггер сохраняет предыдущее состояние (рис. 50, б). По-

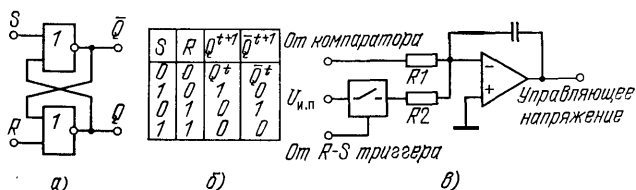


Рис. 50. К пояснению работы ЦАП

дача логической «1» на один из входов триггера вызывает переброс его в строго определенное состояние, при наличии двух единиц на его входах на обоих выходах триггера образуются логические нули (запрещенное состояние).

Генератор пилообразного напряжения можно реализовать на базе интегратора блока ЦАПЧ с добавлением к нему резистора R_2 и электронного ключа (рис. 50, в). В режиме автопоиска резистор R_1 обесточивается, а к резистору R_2 через электронный ключ, управляемый R - S триггером, подводится постоянное напряжение $U_{и.п.}$. В зависимости от полярности $U_{и.п.}$ на выходе интегратора возникает пилообразное напряжение, линейно возрастающее или линейно убывающее.

Рассмотренный ЦАВП представляет собой однокоростное однопольное однодиапазонное устройство. Оно управляется одной кнопкой, при нажатии которой осуществляется автопоиск по диапазону в одном направлении до фиксации первой несущей определенного уровня. При повторном нажатии автопоиск продолжается в том же направлении до появления следующей несущей, и так повторяется до конца просматриваемого диапазона.

На рис. 51 приведена схема ЦАВП с более развитой системой управления. В зависимости от желаемого направления автопоиска

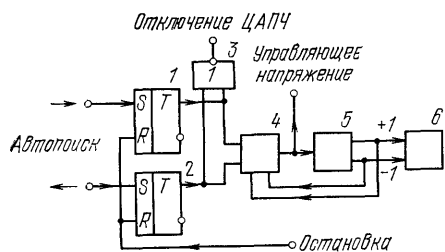


Рис. 51. Структурная схема ЦАВП

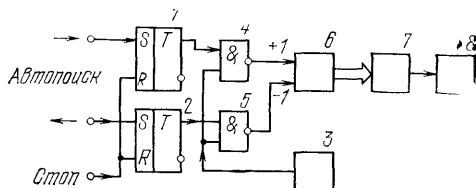


Рис. 52. Структурная схема ЦАВП на базе ЦАП

включается один из двух R - S триггеров (1 или 2), который через схему ИЛИ—НЕ 3 отключает ЦАПЧ. При включении триггера начинается перестройка ГПН 4. Изменить направление напряжения ГПН (нарастание или убывание) можно переключением резистора R_2 (см. рис. 50, в) к положительному или отрицательному полюсу источника питания. Автопоиск прекращается при подаче на R входы триггеров логической «1» (см. рис. 49).

Пороговое устройство 5 создает перепады напряжения в моменты времени, когда напряжение ГПН достигает уровней, соответствующих началу или концу диапазона. Эти перепады подаются на суммирующий или вычитающий вход реверсивного двоичного счетчика переключения диапазонов 6 и на ГПН для сброса его в противоположное состояние. Таким образом, данное устройство позволяет производить автопоиск в любом из двух направлений с автоматическим переключением диапазонов. При этом последнее возможно в отсутствие радиоприема. Введя дополнительную команду «ускорение», можно быстро пройти нежелательные участки диапазона. Такая команда реализуется электронным ключом, подключающим параллельно R_2 дополнительный резистор.

Рассмотренные устройства ЦАВП представляют сочетание аналоговой системы поиска с ЦАПЧ. Известны варианты построения ЦАПЧ с использованием цифровых средств синтеза частоты (СЧ) и напряжения (СН). Так как в СЧ существует жесткая связь между частотой настройки и цифровым кодом, то для обеспечения цифрового автопоиска достаточно использовать счетчик импульсов, а его код — в качестве кода частоты настройки СЧ.

Под цифровым синтезатором напряжения понимают устройство, в котором существует жесткая связь между цифровым кодом и аналоговым синтезируемым напряжением. К таким устройствам относятся цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП).

Рассмотрим структурную схему ЦАВП с использованием ЦАП (рис. 52). В зависимости от выбранного направления поиска включается *R-S* триггер 1 или 2. При этом выходные сигналы генератора тактовых импульсов 3, частота которого определяет скорость поиска, поступают через схему совпадений 4 или 5 на суммирующий или вычитающий вход реверсионного счетчика 6. Код числа на выходе счетчика нарастает или убывает синхронно с работой генератора тактовых импульсов (ГТИ).

Цифро-аналоговый преобразователь 7 трансформирует цифровой код в аналоговое напряжение, управляющее частотой гетеродина 8.

Автопоиск можно прекратить подачей команды «Стоп» на входы триггеров.

Возможны различные модификации ЦАВП. Так, например, можно выполнить автоматическую остановку поиска, используя (подобно устройству на рис. 48) несущую УПЧ тракта. Дополнительной командой можно изменить частоту генератора тактовых импульсов и тем осуществить ускорение поиска.

Заметим, что хотя устройство на рис. 52 нечувствительно к замираниям принимаемого сигнала и может обеспечить высокую стабильность напряжения, управляющего частотой, его самостоятельное применение целесообразно лишь в ДВ, СВ и УКВ диапазонах. В КВ диапазоне вследствие температурных воздействий возможны значительные уходы частоты гетеродина (при стабильном управляющем напряжении), а следовательно, ухудшение качества воспроизведения принимаемых программ. Поэтому введение блока ЦАВП в эти диапазоны допустимо лишь при условии совмещения его с блоком ЦАПЧ. В этом случае могут быть сняты жесткие требования по точности к ЦАП.

ЭЛЕКТРОННЫЙ ТАЙМЕР

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЧАСЫ

Таймер—устройство для измерения текущего времени, сравнения его с заранее заданным моментом времени и формирования команды на исполнительное устройство при точном совпадении этих времен.

Простейший вид таймера — бытовой будильник. К более сложным устройствам относятся двухпрограммные таймеры, обрабатывающие, например, команды включения и выключения радиоприемника в заданные моменты времени. Известны таймеры для управления радиокomплексом по многодневной программе, составленной потребителем. В этом случае таймер формирует команды последовательной во времени перестройки приемника на заранее выбранные частоты радиостанций, записи ряда принятых программ на магнитофон и выполнения других predetermined функций в автоматическом режиме.

Функционально таймер можно разделить на две основные части: измеритель текущего времени (часы) и программное устройство. В свою очередь, различают механические, электромеханические (электрический датчик секунд и механический привод перемещения стрелок) и чисто электронные часы. В дальнейшем ограничимся рассмотрением только электронных часов с цифровой индикацией текущего времени.

Структурная схема электронных часов представлена на рис. 53. Блок опорного времени 1 формирует с заданной точностью тактовые импульсы с периодом 1 с. В блоке 2 производится счет секунд, по истечении 60 с вырабатывается импульс, который поступает в блок измерения минут 3. Аналогично спустя 60 мин с его выхода поступает импульс в блок измерений числа часов 4. В нем производится счет до 24 (при суточной индикации времени) или до 12 ч.

Цифровая информация о текущем времени передается с блоков 3, 4 в блок индикации 5, осуществляющий статическое или динамическое управление работой индикатора. В этот же блок поступает информация с блока 2 при индикации времени с точностью до секунды.

Режимы работы устанавливаются блоком управления 6, который в зависимости от назначения выполняет различные функции: коррекцию показаний текущего времени при подаче соответствующей команды от внешнего устройства, обнуление блока 4 при появлении на индикаторе цифры 24 в случае выполнения блока 4 по схеме, аналогичной рис. 54, начальную установку времени в блоках 2, 3, 4 импульсами, поступающими с блока 1.

Первые электронные часы, созданные в начале 70-х годов были выполнены на 20 и более ИС малой и средней интеграции. В настоящее время возможно построение электронных часов на единой КМОП ИС. Отсюда ясно, что построение блоков электронных часов определяется выбранной элементной базой.

Блоки измерения количества секунд, минут, часов. Блок измерения секунд или минут (рис. 54) построен на двух ИС серии К176. Первая (К176ИЕ4) и вторая (К176ИЕ3) схемы включают

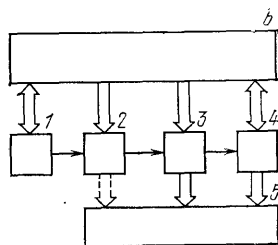


Рис. 53. Структурная схема электронных часов

счетчики по модулю 10 и 6 соответственно и дешифраторы для преобразования двоичных кодов в семисегментный.

Нулевые состояния обеих схем устанавливаются подачей логической «1» из блока управления на их входы установки логического «0» (*R*). Частота выходных импульсов Э1 в десять раз мень-

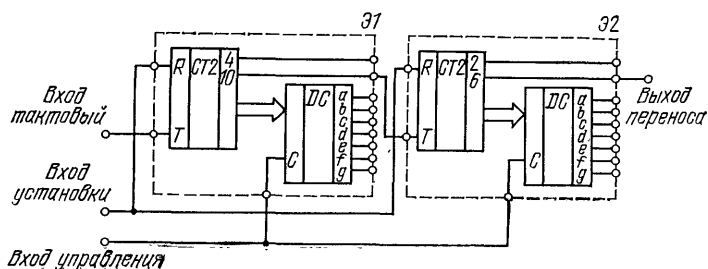


Рис. 54. Принципиальная схема блока измерения секунд или минут

ше частоты входных импульсов, а в Э2 — в шесть раз меньше частоты импульсов на ее входе. Таким образом, общий коэффициент деления равен 60. Семисегментные коды для управления индикаторами формируются на выходах *a—g* дешифраторов. При этом для согласования индикаторов с ИС удобно использовать эмиттерные повторители в качестве усилителей тока в случае применения светодиодных цифровых индикаторов и транзисторные каскады в качестве усилителей напряжения при использовании более высоковольтных люминесцентных индикаторов. Здесь следует учитывать, что транзистор в схеме ОЭ является инвертором. Поэтому для согласования его с ИС необходимо обеспечить на ее выходе инверсный код. Для этой цели используются входы управления *C*. При подаче на вход *C* логического «0» на выходе ИС получается информация в прямом коде, при подаче логической «1» в инверсном коде.

При применении жидкокристаллических индикаторов, требующих знакопеременного напряжения, можно получить на выходе ИС прямой и инверсный коды при подаче на вход управления *C* сигнала с частотой 32 или 64 Гц. Устройство (рис. 54) может быть использовано и в качестве блока измерения часов, для чего в каждой ИС предусмотрено по дополнительному выводу. На выводе 2 Э2 формируется импульс после воздействия на вход каждого второго импульса. Этот импульс в сочетании с импульсом на выходе 4 Э1, который образуется после каждого четвертого входного импульса, используется для образования в блоке управления команды «Сброс». Команда «Сброс» обнуляет разряды часов, и таким образом создается счетчик-делитель на 24, используемый в качестве блока измерения часов.

Блок опорного времени. В зависимости от требования, предъявляемого к точности хода и выбранного метода коррекции теку-

шего времени, различают три варианта построения блока опорного времени: с синхронизацией от сети переменного тока, с автоматической коррекцией времени по радиосигналам и с кварцевой стабилизацией частоты (хода часов).

Блок опорного времени с синхронизацией от сети переменного тока используется, когда основным требованием является низкая себестоимость. Так как частота сети переменного тока 50 Гц, то для получения опорного времени необходим делитель на 50. На его вход подаются сформированные импульсы с частотой сети (напряжение сети, подводимое к формирователю импульсов, снимается с обмотки силового трансформатора). Так как точность хода таких часов невысока, то, как правило, их используют в сочетании с радиоприемником, по радиосигналам точного времени которого потребитель может скорректировать показание часов.

Принципиально блок опорного времени с автоматической коррекцией времени по радиосигналам может быть построен аналогично предыдущему. Через определенные интервалы времени (например, через каждые 2 ч) приемник автоматически настраивается на частоту местной радиостанции, передающей сигналы точного времени. Эти сигналы опознаются дополнительным устройством, в частности счетчиком по модулю 6. Последний, шестой сигнал обнуляет блоки измерения секунд и минут и округляет показание часа, чем достигается коррекция времени.

Такой блок обеспечивает повышенную точность хода часов при относительно небольшом увеличении себестоимости и устраняет необходимость в ручной коррекции.

Блок опорного времени с кварцевой стабилизацией частоты (хода часов) содержит кварцевый генератор $f_{\text{кв}}$ и делитель частоты с коэффициентом деления $K = f_{\text{кв}}/f_{\text{оп}} = f_{\text{кв}}T_{\text{оп}}$, где $f_{\text{оп}}$, $T_{\text{оп}}$ — частота и период опорного колебания. Так как $T_{\text{оп}} = 1$ с, то коэффициент деления численно равен частоте кварцевого генератора в герцах.

Частоту $f_{\text{кв}}$ следует выбирать на основе компромисса. Чем выше $f_{\text{кв}}$, тем меньше габариты и ниже стоимость кварцевого резонатора, но тем больше разрядность делителя частоты. И наоборот, с уменьшением $f_{\text{кв}}$ увеличиваются габариты и стоимость резонатора и упрощается делитель частоты. На рис. 55 приведена принципиальная схема блока опорного времени, построенного на 15-разрядном двоичном делителе и кварцевом резонаторе с $f_{\text{кв}} = 32768$ Гц. Блок, включая инвертор, выполнен на одной ИС К176ИЕ5. Инвертор, имеющий вход T и выход \bar{T} , используется в качестве активного элемента кварцевого генератора.

Для образования 15-разрядного делителя необходимо соединить выход 9 разряда со входом 10, так как последние шесть разрядов имеют автономный вход и между ними отсутствует внутренняя связь. Управляющий вход используется для сброса последних шести разрядов счетчика в нулевое состояние при установке точного времени. Сигнал с выходной частотой 1 Гц снимается с выхода 15 делителя (при использовании $f_{\text{кв}} = 16384$ Гц — с выхода

14). С выхода 9 снимается сигнал с частотой 64 Гц (32 Гц), который может быть использован для возбуждения жидkokристаллического индикатора. На выходах А и Б развивается усиленное по мощности переменное напряжение с частотой кварцевого генератора. Оно может быть использовано в преобразователе постоянного напряжения. Среднесуточная погрешность хода часов с кварцевой стабилизацией

$$|\Delta T_{\text{оп}}/T_{\text{оп}}| = |\Delta f_{\text{кв}}/f_{\text{кв}}| = \sigma,$$

где σ — суммарная относительная нестабильность частоты кварцевого генератора во всем рабочем диапазоне температур. С другой стороны, среднесуточная точность хода $\Delta T_{\text{сут}} = K_1 K_2 K_3 \Delta T_{\text{оп}}$, где $K_1 = K_2 = 60$ — коэффициенты деления в блоках измерения секунд и минут; $K_3 = 24$ — коэффициент деления в блоке измерения часов.

Следовательно,

$$\Delta T_{\text{сут}} = K_1 K_2 K_3 T_{\text{оп}} \sigma.$$

Используя дешевый кварцевый резонатор с $\sigma = 2 \cdot 10^{-6}$, получаем $\Delta T_{\text{сут}} = 60 \cdot 60 \cdot 24 \cdot 1 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \approx 0,2$ с.

У реальных часов точность несколько ухудшается из-за неточности установки частоты кварцевого генератора.

Блок управления (см. рис. 54, 55). Назначение блока управления — обработка команды обнуления блока измерения показаний часового времени при появлении на его выходе информационного числа 24. Для установки времени целесообразно ввести в блок две командных кнопки «Установка часов» и «Установка минут». При нажатии кнопки «Установка часов» происходит ускоренная работа блока измерения часового времени (например, со скоростью 1 ч/с) и одновременно

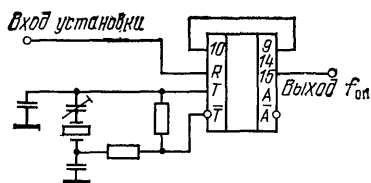


Рис. 55. Схема блока опорного времени

обнуление блока измерения минут. При нажатии кнопки «Установка минут» происходит ускоренная работа блока измерения минут (1 мин/с) и обнуление блока измерения секунд.

Введем условные обозначения для синтеза комбинационной схемы блока управления: X_2 , X_1 уровни соответственно на выходах Э2 и Э1 блока измерения количества часов (рис. 54); X_c , X_m , X_q — уровни соответственно на выходах блоков опорного времени (рис. 55), измерений секунд и минут; Y_m , Y_q — уровни соответственно на входах блоков измерения минут и часов; $X_{y.m}$, $X_{y.q}$ — соответственно команды установки минут и часов; Y_{RM} , Y_{RC} , Y_{Rq} — уровни на входах установки нуля соответственно в блоках измерения минут, секунд и часов.

Сигнал обнуления блока измерения часового времени должен вырабатываться при $X_2 = 1$ и $X_q = 1$, что реализуется устройством

Таблица 13

X_c	X_M	X_{yM}	Y_M	X_c	X_M	X_{yM}	Y_M
0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	1	0	1	1
0	1	0	1	1	1	0	1
0	1	1	0	1	1	1	1

логического умножения: $Y_{Rч} = X_2 X_{ч}$. Для определения функций Y_M составим таблицу истинности (табл. 13).

Из табл. 13 получаем выражение для функции Y_M : $Y_M = X_c X_M \bar{X}_{y.M} + X_c \bar{X}_M X_{y.M} + X_c X_M X_{y.M}$. Для упрощения этого выражения построим карту Карно (табл. 14) и, произведя склеивание, получим $Y_M = X_c X_{y.M} + X_M \bar{X}_{y.M}$. Смысл этого соотношения легко понять. Действительно, в отсутствие команды установки минут ($X_{y.M} = 0$, $\bar{X}_{y.M} = 1$) на вход блока измерения минут должны поступать сигналы с выхода блока измерения секунд и, наоборот, в режиме установки для ускоренной работы блока измерения минут на его вход должны поступать сигналы с блока опорного времени ($T_{оп} = 1$ с).

Таблица 14

	$\bar{X}_{y.M}$	$X_{y.M}$	$X_{y.M}$	$\bar{X}_{y.M}$
\bar{X}_c	0	0	0	$\overline{1}$
X_c	0	$\overline{1}$	$\overline{1}$	$\overline{1}$

Аналогичное выражение можно получить для функции $Y_{ч}$: $Y_{ч} = X_c X_{y.ч} + X_{ч} \bar{X}_{y.ч}$.

Преобразуем полученные функции в единый элементный базис И—НЕ:

$$Y_{Rч} = \overline{X_2 \cdot X_{ч}}; \quad Y_M = \overline{X_c X_{y.M} + X_M \bar{X}_{y.M}} = \overline{X_c \bar{X}_{y.M} \cdot X_M X_{y.M}};$$

$$Y_{ч} = \overline{X_c \bar{X}_{y.ч} \cdot X_{ч} \bar{X}_{y.ч}}.$$

Принципиальная схема блока, составленная согласно этому выражению, представлена на рис. 56. При введении коррекции показаний текущего времени по радиосигналам блок управления (рис. 56) видеоизменяется. Поступающая команда коррекции X_R должна обнулить блоки измерения секунд и минут и округлить показания блока часов. При этом функции Y_{RM} и Y_{RC} принимают вид

$$Y_{RM} = X_{y.ч} + X_R; \quad Y_{RC} = X_{y.M} + X_R.$$

При округлении возможно, что часы спешат или отстают. Если часы спешат, показания времени будут скорректированы, если обнулить блоки измерения минут и секунд. Если часы отстают, одного обнуления блоков недостаточно, необходимо подать сигнал в блок измерения часов времени для перевода показаний на 1 ч вперед. О том, что часы отстают, судят по состоянию счетчика де-

сятков минут: при отставании в пределах 0—20 мин код на его выходе 100 и 101. Таким образом, единицу в старшем разряде можно использовать для опознавания знака округления. Это достигается подачей импульса переноса в счетчик часов при совпадении логической «1» в старшем разряде с командой коррекции. Функция $Y_ч$ принимает вид $Y_ч = X_с X_{у,ч} + X_ч \bar{X}_{у,ч} + X_0 X_K$, где X_0 — логический уровень в старшем разряде счетчика десятков минут.

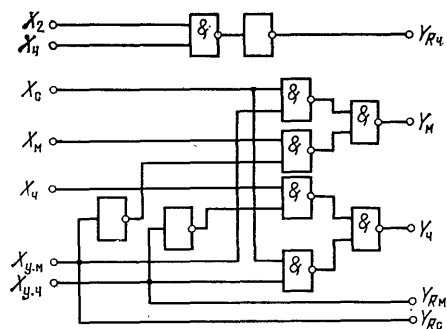


Рис. 56. Схема блока управления

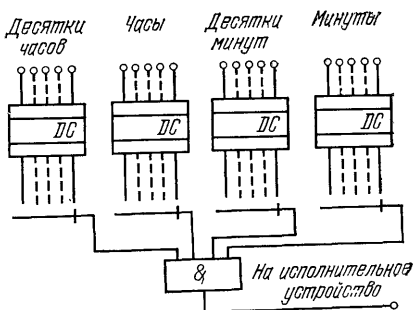


Рис. 57. Функциональная схема программного устройства с подекадной установкой заданного времени

ПРОГРАММНЫЕ УСТРОЙСТВА

Известно множество вариантов программных устройств. Различия между ними определяются используемой элементной базой, числом и способом формирования программ. Рассмотрим работу нескольких наиболее распространенных вариантов построения.

Программное устройство с подекадной установкой заданного времени. Функциональная схема устройства приведена на рис. 57. Информация о текущем времени поступает с блока электронных часов на преобразователи кода текущего времени в десятичный, к выходам которых подключены декадные переключатели. Они позволяют установить любое заданное состояние (время) в каждом десятичном разряде.

При точном совпадении текущего времени с заданным на средних точках переключателей появляются уровни логической «1». Так как эти точки — входы схем устройств совпадения, то появление логической «1» на ее выходе свидетельствует о выполнении заданной программы и может быть использовано в качестве команды на исполнительное устройство, которым может быть электронный ключ, осуществляющий подачу питания на радиоприемник в предусмотренное программой время.

Программное устройство хорошо сопрягается с часами, в которых информация о текущем времени представлена в двоично-десятичном коде. При этом можно использовать стандартные преоб-

разователи двоично-десятичного кода в десятичный, например ИС типа К176ИД1.

Программное устройство на рис. 57 существенно усложняется при построении блоков измерения минут и часов по схеме на рис. 54, где информация о текущем времени представлена в семисегментном коде. Для построения одного преобразователя кода в десятичный, в частности на схемах ИЛИ, необходимо применить приблизительно шесть восьмидиодных матриц:

$$0 = A + B + C + D + E + F$$

$$1 = B + C$$

$$2 = A + B + G + E + D$$

$$3 = A + B + G + C + D$$

$$4 = F + G + B + C$$

$$5 = A + F + G + C + D$$

$$6 = A + F + E + D + C + G$$

$$7 = A + B + C$$

$$8 = A + B + G + D + E + F + C$$

$$9 = G + F + A + B + C + D$$

Как видно из рис. 57, формирование одной программы (с точностью до 1 мин) предусматривает использование четырех переключателей. Подключая выходы преобразователей кода к четырем дополнительным переключателям и устройству совпадения, можно получить еще одну программу и т. д. Несмотря на высокую эксплуатационную оперативность и наглядность этого метода программирования, его можно рекомендовать к использованию лишь при малом числе программ. С ростом их числа пропорционально увеличивается число переключателей, что исключает возможность практической реализации программного устройства.

Установка заданного времени десятичной клавиатурой. Принцип построения такого программного устройства можно уяснить из функциональной схемы на рис. 58, а. Информация о заданном времени в десятичном коде, набираемая клавиатурой 1, трансформируется в код измерения текущего времени преобразователем кода 2 и вводится в регистр 3. С помощью устройства управления вводом 4 осуществляется последовательный ввод информации — порциями параллельного кода, соответствующими одной десятичной цифре. Далее информация в параллельном коде поступает на входы одного из чисел компаратора кодов 5, на входы другого числа поступает информация о текущем времени с электронных часов. При совпадении этих чисел с выхода равенства компаратора снимается сигнал логической «1» на исполнительное устройство.

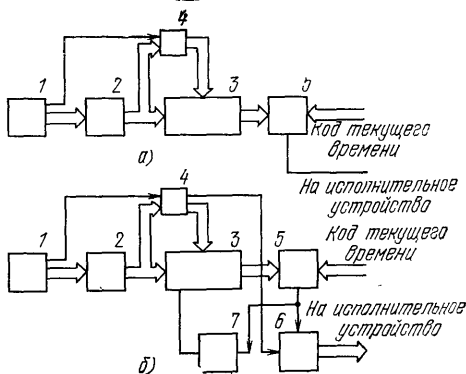


Рис. 58. Функциональная схема программного устройства с установкой заданного времени десятичной клавиатурой

Конкретная реализация программного устройства определяется выбранным кодом измерения текущего времени. В частности, при измерении его в двоично-десятичном коде может быть использовано устройство управления вводом, аналогичное приведенному на рис. 46.

Оценим необходимое число разрядов регистра и компаратора при работе в двоично-десятичном коде и задании программы с минутной точностью. Для единиц часов и минут требуется по четыре разряда (информация 0—9), для десятков минут — три разряда (информация 0—5) и для десятков часов — два разряда (информация 0—2). Таким образом, общая длина одной программы составит 13 бит. Из-за большой сложности устройства (рис. 58) его можно рекомендовать к применению только на базе БИС. Это программное устройство обеспечивает высокий комфорт обслуживания, возможность применения в аппаратуре той же тастатуры, которая используется для прямого ввода частоты и допускает наращивание числа программ без увеличения числа органов управления, как это имеет место в программном устройстве с декадной установкой заданного времени (рис. 57).

В качестве примера построения на рис. 58, б приведена схема многопрограммного устройства. От схемы на рис. 58, а она отличается наличием двух дополнительных блоков (6, 7) и повышенной разрядностью регистра 3. Минимальное число необходимых разрядов N определяется соотношением $N = Pn$ (P — длина программы, n — число программ). Все программы вводятся в регистр последовательно в порядке возрастания времени, при этом первая программа оказывается размещенной в старших 13 разрядах регистра. С них информация поступает в компаратор. При совпадении ее с кодом текущего времени на выходе компаратора появляется сигнал, который одновременно подводится к устройству управления сдвигом регистра и к счетчику 6 (по модулю $n+1$) с дешифратором в унитарный код. В результате перехода счетчика из нулевого в первое состояние вырабатывается команда включения первого из исполнительных устройств. Одновременно запускается устройство управления сдвигом 7, что ведет к прохождению последующей информации в регистре 3. Таким образом, компаратор кодов 5 оказывается подготовленным к выработке новой команды, которая реализуется в момент точного совпадения следующей программы с текущим временем.

При новом наборе программы счетчик переводится в нуль.

Установка заданного времени счетчиком. Функциональная схема однопрограммного устройства с установкой заданного времени счетчиком приведена на рис. 59. Время устанавливается двумя командами: «Установка часов» и «Установка минут».

Устройство сложения 1 допускает работу счетчика 2 при наличии любой из двух команд. На счетный вход счетчика поступают тактовые импульсы с блока опорного времени. Изменяющийся код счетчика через преобразователь в семисегментный код 3 отображается на индикаторе 4. Код работы счетчика должен быть

аналогичен коду текущего времени, а коэффициент деления — не менее 60. Информация с выхода счетчика одновременно в параллельном коде подводится к двум регистрам минут 5 и часов 6. При соответствии показаний индикатора заданному времени оператор прекращает действие команды установки. Задним фронтом

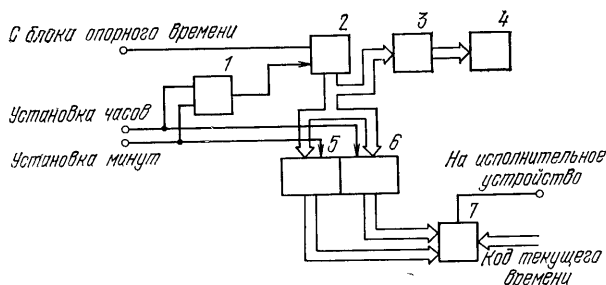


Рис. 59. Функциональная схема однопрограммного устройства с установкой заданного времени счетчиком

этой команды производится параллельная запись поступающей на индикатор информации в соответствующий регистр. Компаратор кодов 7, так же, как в схеме рис. 58, а, вырабатывает команду на исполнительное устройство при совпадении текущего времени со временем, заданным в регистрах. Нарастивать программы можно, повышая разрядность регистра и вводя дополнительный счетчик и устройство управления сдвигом (см. рис. 58, б).

Следует отметить, что в этом однопрограммном устройстве установка программы требует затраты большого времени, что свидетельствует о существенно меньшей оперативности устройства по сравнению с ранее рассмотренными. Объясняется это тем, что состояние счетчика меняется последовательно, а тактовую частоту, определяющую скорость этого процесса нельзя выбирать высокой. Практически для безошибочного съема информации с индикатора тактовая частота не должна превышать 2 Гц.

Рассматриваемое устройство требует минимального числа органов для формирования программы, что является ее преимуществом. Из экономических соображений практическая реализация устройства целесообразна на базе БИС. Учитывая низкую оперативность устройства, несмотря на простоту управления, его можно рекомендовать к применению в аппаратуре со встроенными часами относительно невысоких классов.

ПРОГРАММНОЕ УПРАВЛЕНИЕ БЫТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРОЙ

С введением в приемно-усилительную аппаратуру наряду с электронными часами с программным управлением синтезатора частоты стало возможным не только автоматически включать ра-

диоприемник, проигрыватель, телевизор и магнитофон для записи определенной программы, но и перестраивать радиоприемник по частотному диапазону в заданное время. Поскольку кроме информации о времени в программе должны содержаться сведения о частоте перестройки и о ходе операции, выполняемой исполнительными устройствами, программы управления удлиняются.

Структурная схема программного управления представлена на рис. 60. Поступающая с клавиатуры 1 информация о времени, коде и частоте вводится в определенной последовательности через преобразователь кода 2 в ППЗУ 3. Это осуществляется устройством управления вводом-выводом 4. При этом ближайшая по времени программа вводится в первую строку ППЗУ и в ОЗУ 5, остальные программы последовательно по времени вводятся в остальные строки ППЗУ. С выходов ОЗУ информация в параллельном коде поступает в СЧ, декодер 6 и компаратор кодов 7. Заметим, что возможен вывод информации в последовательном коде при использовании промежуточных регистров.

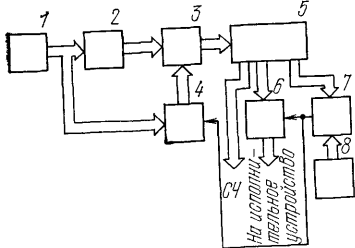


Рис. 60. Структурная схема программного управления бытовой радиоприемной аппаратурой

В компараторе информация о времени первой программы сравнивается с кодом текущего времени, поступающим с электронных часов 8. При совпадении текущего времени с заданным команда равенства с компаратора разрешает работу декодера, который трансформирует коды операций в соответствующие команды на исполнительные устройства (включение, запись на магнитофон, перестройка частоты, регулировки громкости, тембра, баланса и др.).

Срабатывание исполнительного устройства означает, что программа отработана и поэтому надо подготовиться к приему новой программы, для чего необходимо ввести ее в ОЗУ. Для этой цели команда равенства с компаратора поступает в устройство управления вводом-выводом, благодаря чему в ОЗУ вводится информация о следующей строке ППЗУ.

Хотя программное устройство по схеме на рис. 60 не охватывает всех возможных вариантов программного управления, из ее рассмотрения можно сделать некоторые основные выводы: построение программного управления для бытовой радиоэлектронной аппаратуры целесообразно только на базе БИС, наращивание числа однотипных по операциям программ приводит к увеличению только объема памяти и не отражается на остальной части схемы, наращивание числа операций отражается не только на исполнительных устройствах и ППЗУ, но и на ОЗУ, декодере, т. е. вызывает изменение большинства блоков устройства.

При разработке устройств программного управления следует иметь в виду, что наибольшей гибкостью обладают устройства, вы-

полненные на базе микропроцессорных комплектов, требующих для изменения некоторых функций радиоаппарата лишь изменения одной из ИС постоянного запоминающего устройства.

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИНДИКАТОРЫ

КЛАССИФИКАЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

Прогресс микроэлектроники привел к созданию БИС. Они позволили ввести в бытовую радиоэлектронную аппаратуру электронные средства коммутации, перестройки, синтеза и отсчета частоты, системы дистанционного управления в ультразвуковом и инфракрасном диапазонах, электронные регуляторы громкости, тембров, стереобаланса и др.

В результате реализации этих новых технических решений существенно расширились функциональные возможности и улучшились эксплуатационные характеристики аппаратуры. Низкие рабочие напряжения (5—9 В) и малые токи потребления (порядка единицы миллиампер для транзисторных схем и единицы микроампер для МДП схем), присущие БИС, потребовали создания специальных индикаторов, сопрягающихся с ними электрически и обладающих хорошими эргономическими характеристиками. К настоящему времени создана и используется большая номенклатура электронных индикаторов, различных по конструкции и принципу действия, способу отображения информации и функциональному назначению.

По принципу действия различают следующие виды электронных индикаторов: стрелочные, вакуумные накаливаемые, газоразрядные, катодно-люминесцентные, светодиодные, жидкокристаллические, осциллографические.

По способу отображения информации эти индикаторы можно разделить на одноэлементные (простейшие), цифровые, буквенно-цифровые, шкалы, комбинированные, знаково-символические. Существуют и более сложные виды индикаторов, например матричные и мозаичные поля отображения сложной информации при микропроцессорном управлении, не нашедшие пока распространения в бытовой радиоаппаратуре.

В качестве одноэлементных индикаторов используют светодиоды и сверхминиатюрные лампочки накаливания. Многоэлементные (многоэлементные) индикаторы выполняются практически по любому из известных принципов, но наиболее распространены в радиоаппаратуре катодно-люминесцентные, светодиодные и жидкокристаллические.

Цифровые индикаторы обычно выполняют семизаэлементными — такое число вполне достаточно для изображения любой цифры. Обычно добавляют и восьмой элемент — точку или запятую, что позволяет, используя несколько индикаторов, отображать многозаэлементные десятичные дробные числа. Буквенно-цифровые индикаторы позволяют отобразить любую цифру или букву и для русского алфавита выполняются восемнадцатизаэлементными.

Шкалы обычно содержат много элементов (до 100). Они позволяют путем засветки одного элемента создать индикатор типа «бегущая стрелка», аналогичный традиционной шкале настройки радиоприемника с механической стрелкой. При засветке ряда элементов получается индикатор типа «столб» с изменяющимся размером засвеченной части, например, в зависимости от уровня сигнала.

Комбинированный индикатор совмещает цифровой и аналоговый индикаторы, что очень удобно, например, при цифровой индикации частоты настройки радиоприемника и ее положения в выбранном поддиапазоне, отображаемого «стрелкой» на аналоговой шкале. Знаково-символические индикаторы обычно используют для специальных целей, например в часах. Два первых цифровых знака отображают часы, два последующих — минуты, а пульсирующий с секундной периодичностью символ — две точки — позволяет отсчитывать секунды. По функциональному назначению индикаторы можно разделить на индикаторы, отображающие простейшую информацию «да — нет» («0—1»), например род работы или состояние аппаратуры («включено», «магнитофон», «радио»,

«УКВ», «стерео» и т. п.), и индикаторы, отображающие сложную информацию, такую, как частота настройки радиоприемника, наименование включенного радиодиапазона, номер фиксированной настройки (номер ячейки памяти), канала приема, или отображающие состояние радиоаппарата, например: момент точной настройки на станцию, уровень принимаемого сигнала, минимум многолучевого распространения УКВ, выходной уровень в момент перегрузки, текущее время, уровень громкости, положение регулировок тембров, стереобаланса и т. п. Очевидно, что эти функции могут отображаться различными индикаторами и их сочетанием.

Стрелочные индикаторы — миниатюрные микроамперметры, приспособленные по конструкции, размерам и внешнему виду к различным моделям бытовой радиоаппаратуры. Отклонение стрелки прямо пропорционально току через прибор. Рабочий ток обычно составляет 50—500 мкА, внутреннее сопротивление 0,5—3 кОм. Это обеспечивает хорошее электрическое согласование с аналоговыми транзисторными схемами трактов радиоприемников и другой бытовой аппаратуры. Подсветка лампы накаливания на просвет или отраженным светом, любой цвет шкалы и стрелки и любая их конфигурация позволяют удачно согласовывать индикаторы с внешним видом радиоаппарата. Использование индикаторов с цифровыми устройствами управления затруднено (требуется применение лишнего звена — ЦАП) и не практикуется. Стрелочные индикаторы широко используются и, по-видимому, будут использоваться в ближайшее десятилетие в радиоаппаратуре с аналоговым управлением без применения цифровых ИС.

Вакуумные накаливные индикаторы — электрические лампы с несколькими нитями накаливания, переключаемыми в определенной комбинации для получения нужной фигуры. Срок их службы около 10 000 ч. Для работы индикатора требуется большой ток, поэтому индикатор несовместим с современными ИС управления. Несмотря на возможность получения большой яркости (до 20 000 кд/м²), индикатор визуально непривлекателен, а изображение его трудно читаемо по сравнению с другими типами индикаторов. В современной бытовой радиоаппаратуре накаливные индикаторы не используются, кроме простейших ламп накаливания.

Газоразрядные индикаторы изготавливают в виде стеклянных баллонов, наполненных смесью инертных газов. Внутри баллона имеются электроды, при приложении напряжения к которым возникает светящийся разряд в плазме. Индикатор выполняют в виде двухэлектродных ламп, тиратронов, знаковых и линейных индикаторов. В знаковом индикаторе проволочные электроды — катоды, изогнутые в виде цифр от «0» до «9», помещают на небольшом расстоянии друг за другом в глубь индикатора. В результате цифры индикаторов при индикации многоразрядных чисел располагаются в различных плоскостях. Цвет свечения зависит от состава газов в баллоне. Обычно баллоны заполнены неоновом с примесью аргона и гелия, а цвет свечения — оранжево-красный. Границы светящихся линий размыты. Для работы индикатора нужен ток 2,5—3 мА при напряжении 100—150 В, вследствие чего он несовместим непосредственно с современными ИС управления. Были попытки использования в тюнерах индикатора типа светящегося столба изменяемой длины (тюнеры «Ласпи-003» и «Вега-004»), однако из-за рассмотренных недостатков широкого распространения в бытовой радиоаппаратуре газоразрядные индикаторы не получили.

Катодно-люминесцентные индикаторы выполняют в виде трехэлектродных вакуумных ламп с одной нитью накала, одной или несколькими управляющими сетками в зависимости от вида индикатора и несколькими анодами, число которых зависит от числа элементов индикации.

На анодные элементы наносится люминофор, светящийся при бомбардировке электронами, испускаемыми катодом. Цвет свечения — зеленый или голубой, яркость высокая (500—600 кд/м²), достаточная для чтения изображения при ярком солнечном свете. Для засветки любого элемента необходима подача положительного напряжения на сетку и на соответствующий анод. При отсутствии напряжения на сетке или аноде индикатор не светится. Рабочие анодное и сеточное напряжения обычно составляют 25 В, накальное от 0,8 до 5 В, ток накала от 30 до 100 мА в зависимости от размера фигуры индицируемого символа. Высота изображения от 8,5 до 21 мм. По способу отобра-

жения информации индикаторы выпускают любого вида. Индикация производится через боковую или плоскую купольную часть стеклянного баллона.

Для улучшения конструкции и внешнего вида освоены многоразрядные индикаторы, в одном баллоне которых заключено несколько цифровых знаков. При этом у индикаторов со статическим управлением все элементы имеют отдельные выводы.

В индикаторах с динамическим управлением осуществляется параллельный вывод данных на аноды и последовательное переключение сетки знаков со скоростью, исключающей их мелькание (не менее 25 1/с). Поэтому они имеют меньшее число выводов — общие выводы анодных элементов, соединенных между собой внутри баллона, и отдельные выводы от сеток каждого знака. Аналогично выполняются выводы шкальных индикаторов, в которых риски-аноды соединены в группы, а сетки выполнены в виде отдельных секций, расположенных последовательно вдоль шкалы.

Номинальный срок службы, определяемый заметным уменьшением яркости свечения, составляет для большинства индикаторов до 5000 ч, однако реальная наработка может быть значительно большей. Благодаря перечисленным достоинствам катодно-люминесцентные индикаторы нашли широкое распространение в стационарной бытовой радиоаппаратуре, особенно как индикаторы частоты, времени и для указания информации о состоянии органов управления.

Светодиодные индикаторы используют в бытовой радиоаппаратуре преимущественно в виде отдельных дискретных светодиодов, набора светодиодов линейного индикатора, матричных цифровых однознаковых или многоразрядных индикаторов. Изготавливаются из полупроводника, обладающего фотоэффектом (арсенид или фосфид галлия, карбид кремния и др.), нанесенного на подложку. В зависимости от типа полупроводника и примесей получают различные цвета свечения — красный, зеленый, желтый, синий. Светящийся диод обычно заключен в прозрачную пластмассу, часто окрашиваемую дополнительно в цвет диода для получения более равномерной светимости. Яркость светодиодов ($100\text{--}350\text{ кд/м}^2$) несколько уступает яркости катодно-люминесцентных индикаторов, а по размеру изображения (3—9 мм в высоту) уступают значительно. Однако малые потребляемые токи (5—20 мА) и низкие рабочие напряжения 1,5—6 В делают их совместимыми с транзисторами ИС управления, благодаря чему они нашли применение преимущественно в радиоаппаратуре с автономным питанием. При этом с целью экономии батареи питания индикаторы делают отключаемыми.

По долговечности (10^6 ч), механической и температурной ($-60\div +100^\circ\text{C}$) стойкости при высокой компактности и малой инерционности (1 мкс) светодиодные индикаторы не имеют равных. Питаются они током любой формы — от постоянного до импульсного.

В многоэлементных индикаторах общим электродом может быть катод или анод.

В последнее время созданы светодиоды с изменяемым цветом свечения, изготавливаемые нанесением на подложку нескольких слоев полупроводника с различным цветом свечения. Каждый слой имеет отдельные выводы, что позволяет изменением величины токов через слои получать нужный цвет свечения.

Жидкокристаллические индикаторы в отличие от других типов не излучают свет. Изображение на них получается вследствие контраста, возникающего между элементами индикатора, к которым приложено напряжение, и фоном. При отсутствии напряжения индикации изображение на поле индикатора исчезает полностью.

По конструкции жидкокристаллический индикатор подобен конденсатору. Между двумя стеклянными пластинками, внутренние поверхности которых покрыты обкладками — тонким прозрачным электропроводящим слоем, выполненным обычно из окиси олова, находится слой диэлектрика из жидкого кристалла толщиной 10—30 мкм. Толщина слоя задается изоляционной прокладкой по периметру стекол. Жидкие кристаллы получили свое название за правильную ориентацию молекул, в то время как в других жидкостях молекулы располагаются хаотично. Под воздействием электрического поля, возникающего между обкладками при приложении напряжения индикации, первоначальная ориентация молекул изменяется. Благодаря этому в зависимости от вида жидкого

кристалла он начинает рассеивать свет или, наоборот, становится прозрачным. Соответственно индикаторы изготавливают двух видов — рассеивающие свет и пропускающие. В рассеивающем один из электродов делают обычно непрозрачным, отражающим, из слоя никеля или алюминия, напыленного на стекло. На его фоне при приложении электрического поля появляются фигуры, повторяющие конфигурацию прозрачных элементов, нанесенных на другое стекло. Эти индикаторы выпускают как с черными символами на белом фоне, так и с белыми на черном. Они сохраняют контрастность при любой силе освещения.

В пропускающем индикаторе оба электрода прозрачные, благодаря чему индикаторы можно подсвечивать сзади и они становятся видными в темноте. Цвет индикатора может быть любым за счет цвета подсветки.

Жидкокристаллические индикаторы управляются постоянным или импульсным напряжением около 10 В и потребляют очень маленький ток (единицы наноампер). Это позволяет применять их в любых маломощных устройствах, в первую очередь в наручных часах. Жидкокристаллические индикаторы можно использовать с малопотребляющими управляющими ИС, выполненными по МДП технологии, что особенно перспективно для автономной аппаратуры. Благодаря малому потреблению индикаторы и цепи их управления не создают радиопомех, не требуют отключения, а размер их знаков не ограничен. По надежности современные жидкокристаллические индикаторы приближаются к светодиодным. Несмотря на уникальные свойства они имеют ряд недостатков, ограничивающих их применение: необходимость подсветки в темное время, отсутствие цветных рассеивающих индикаторов, ограниченный температурный диапазон (обычно от $+5$ до $+60^{\circ}\text{C}$) и инерционность (время срабатывания — десятки миллисекунд).

В настоящее время ведутся работы по совершенствованию жидкокристаллических индикаторов — расширению температурного диапазона черно-белых от -40 до $+80^{\circ}\text{C}$, созданию долговечного многоцветного индикатора со сроком службы 50 000 ч, дающего до 30 оттенков при изменении напряжения от 3 до 15 В. Жидкокристаллические индикаторы наиболее пригодны к использованию в автономных радиоприемниках в качестве индикаторов частоты, времени, буквенно-цифровых индикаторов включенного состояния (например, диапазона), линейных аналоговых шкал и менее пригодны из-за инерционности в качестве индикаторов уровня, силы принимаемого сигнала и точной настройки. В настоящее время жидкокристаллические индикаторы применяют пока почти исключительно в часах.

Осциллографические индикаторы используют для отображения информации миниатюрную электронно-лучевую трубку с экраном 25—50 мм, управляемую электростатически. В них с помощью соответствующих управляющих устройств, можно получить любую конфигурацию изображения на экране и отобразить любую функцию. Инерционность смены информации зависит практически только от инерционности управляющей схемы. Однако этот вид индикатора имеет значительно большие габариты, требует высокого питающего анодного напряжения (до 1 кВ) и большой мощности для подогрева катода, а также сплошной экранировки для исключения радиопомех. Управление им возможно с помощью аналоговых устройств на дискретных элементах и цифро-аналоговых преобразователей. Индикация нескольких функций производится с помощью переключателя вида индикации, так как одновременная индикация нескольких функций невозможна. Применяются осциллографические индикаторы в наиболее дорогих моделях приемно-усилительной аппаратуры для отображения уровня принимаемого сигнала, момента точной настройки на станцию, наличия стереоприема, минимума многолучевого распространения на УКВ, стерео- и квадранса, наличия и расположения станций в диапазоне УКВ (панорамный прием), формы сигнала низкой частоты, уровня выхода УВЧ и т. п.

ПАРАМЕТРЫ ОСНОВНЫХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ИНДИКАТОРОВ

Конфигурация и размеры основных отечественных катодно-люминесцентных индикаторов даны на рис. 61, их основные параметры — в табл. 15.

Параметры основных светодиодных индикаторов приведены в табл. 16.

Таблица 15

Тип индикатора	Вид индикации	Размер изображения, мм	Число элементов изображения	Напряжение накала, В	Ток накала, мА	Напряжение анодов, В	Суммарный ток анодов, мА	Ток сетки, мА	Яркость, кд/м²	Долговечность, ч
ИБ-3А	Цифровой	8,6×4,6	8	0,85	30	20	0,8	2,5	500	3000
ИБ-4	Буквенно-цифровой	16×10	18	2,6	50	25	2,5	6	500	1000
ИБ-6	Цифровой	11×7	8	1,0	50	25	1,2	5	500	3000
ИБ-8	»	9×5	8	0,85	50	20	0,8	3	500	3000
ИБ-11	»	21×13	8	1,5	100	25	3,5	12	500	5000
ИБ-17	Буквенно-цифровой	18×12	18	2,4	50	25	2,5	6,5	500	2000
ИБ-22	Цифровой	18×12	8	1,2	100	27	2,5	6	600	5000

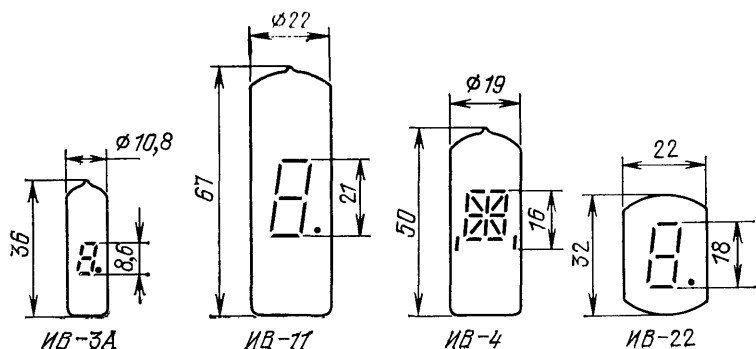


Рис. 61. Основные виды катодно-люминесцентных индикаторов

Таблица 16

Тип индикатора	Цвет сечения	Число элементов	Размер изображения, мм	Рабочее напряжение, В	Максимальный ток через элемент, мА	Яркость, кд/м ²	Примечание
АЛ-102А	Красный	1	Ø 3	3,2	5	5	
АЛ-102Б	»	1	Ø 3	4,5	20	40	
АЛ-102В	»	1	Ø 3	4,5	30	20	
АЛ-102Г	»	1	Ø 3	3,0	20	10	
АЛ-307А	»	1	Ø 3	1,6	10	20	
АЛ-307Б	»	1	Ø 3	1,6	20	80	
АЛ-307В	Зеленый	1	Ø 3	2,8	20	50	
АЛ-307Г	»	1	Ø 3	2,8	20	100	
АЛ-304А	Красный	8	2×3	2	5,5	350	С общим катодом
АЛ-304Б	»	8	2×3	2	5,5	200	То же
АЛ-304В	Зеленый	8	2×3	4	11	60	» »
АЛ-304Г	Красный	8	2×3	3	11	350	С общим анодом
АЛ-304Д	»	8	2×3	3	11	200	То же
АЛ-304Е	»	8	2×3	3	11	120	» »
АЛ-304Ж	»	8	2×3	3	11	60	» »
АЛ-305А	»	8	4,2×7	4	20	350	» »
АЛ-305Б	»	8	4,2×7	4	20	200	» »
АЛ-305В	»	8	4,2×7	6	20	120	» »
АЛ-305Г	»	8	4,2×7	6	20	60	» »
АЛ-305Д	Зеленый	8	4,2×7	6	20	120	» »
АЛ-305Е	»	8	4,2×7	6	20	60	» »
АЛ-305Ж	Красный	8	4,2×7	6	20	350	С общим катодом
АЛ-305И	»	8	4,2×7	6	20	200	То же
АЛ-305К	»	8	4,2×7	6	20	120	» »
АЛ-305Л	»	8	4,2×7	6	20	60	» »
АЛ-311	»	8	2×3	2	21 суммарный	100	Четырехразрядный, 4×7×19 мм
АЛС-318	»	8	2×3	2	50 суммарный	100	Девятиразрядный, 6,5×19×51

БЕСПРОВОДНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Ранее отмечалось, что исключение из конструкции радиоприемной аппаратуры электромеханических узлов и введение вместо них электронных средств коммутации, перестройки, синтеза и отсчета частоты позволяют создать цифровую систему управления с расширенными функциональными возможностями и большим комплексом потребительских удобств. При этом становится возможным осуществить непосредственное и беспроводное дистанционное управление (ДУ) аппаратурой. При ДУ потребитель свободен в выборе места расположения аппаратуры в зоне обслуживания и места прослушивания, где достигается наиболее качественное воспроизведение принимаемой программы.

Тастатура передающего пульта системы ДУ определяется числом заданных дискретных и аналоговых функций. В табл. 17 для радиоприемной аппаратуры N_i-F_i высшей категории сложности для примера приведен ориентировочный перечень функций и определено число команд, необходимых для реализации. Видно, что общее число передаваемых команд составляет 45—53. В более простых моделях радиоприемной аппаратуры, где по экономиче-

Таблица 17

Дискретные функции	Число команд	Аналоговые функции	Число команд
Питающая сеть, вкл./выкл.	1	Плавная настройка	2
Диапазон частот	7—11		
Набор частоты или номера фиксированной настройки (0—9)	10	Громкость: больше, меньше	2
Ввод набранной частоты	1	Баланс:	4
Ввод частоты в блок памяти	1	влево } стерео	
		вправо }	
Вывод частоты из блока памяти	1	фронт } квадро	
		тыл }	
Поиск свободной ячейки памяти	1	Тембр:	4
Автопоиск (влево, вправо, стоп)	3	низкие частоты,	
		высокие частоты	
Полоса пропускания (узкая, широкая, местный прием)	3	Общее число команд	12
Диаграмма направленности магнитной антенны (косинусоидальная, синусоидальная, круговая)	3		
Вспомогательные функции (тип антенн—стерео, моно, речь, музыка, шумопонижение и др.)	2—6		
Общее число команд	33—41		

ским соображениям не каждую функцию целесообразно передавать дистанционно, число команд может быть существенно сокращено.

К высококачественной системе ДУ предъявляются следующие основные требования:

реализация заданного числа дискретных и аналоговых функций и управление ими в ясной и воспроизводимой форме;

высокая устойчивость к воздействию помех от различных источников, исключая сбой в приеме и обработке передаваемой команды;

высокие значения быстродействия и надежности;

обеспечение непосредственной электрической связи между приемником системы ДУ и обслуживаемым аппаратом;

обеспечение необходимой деятельности управления;

долговременное запоминание аналоговых установочных значений и их оптическая индикация;

малые габариты, масса и потребляемая мощность передатчика системы ДУ, гарантирующие удобства пользования и длительность работы передатчика от автономного источника питания;

незначительное удорожание стоимости обслуживаемого аппарата при оснащении его системой ДУ.

Приведенный в табл. 17 перечень функций, выполняемых системой ДУ, относится к радиоприемной аппаратуре. Для ДУ компонентами музыкального центра или радиокomплекса (всевольтный тюнер, телевизионный приемник, магнитофон, электропроигрывающее устройство, усилительно-коммутационное устройство и др.) должны быть созданы унифицированные системы, обеспечивающие существенное расширение номенклатуры функций и соответственно увеличение числа передаваемых команд, необходимые регулировки и изменения режимов работы составных частей комплекса, безошибочное распознавание передаваемых команд при одновременной работе ряда компонентов комплекса.

Учитывая многообразие выполняемых функций, необходимо, чтобы структура унифицированной системы ДУ была достаточно гибкой для того, чтобы ее можно было в дальнейшем распространить на другие области применения.

Построение беспроводной передачи команд ДУ от передатчика к приемнику базируется на использовании колебаний ультразвуковой частоты (УЗ) или инфракрасного света (ИК).

Выбор ультразвуковых волн для управления обусловлен тем, что они хорошо поглощаются мягкой мебелью и стенами помещения, что практически исключает возможность мешающего воздействия на системы ДУ, находящиеся вне обслуживаемого помещения. Само собой разумеется, что это утверждение в большей мере справедливо при использовании ИК источника излучения. Чтобы исключить помехи, обусловленные паразитным источником излучения колебаний строчной развертки телевизионного приемника ($f_{\text{разв}} = 15625$ кГц), рабочий диапазон УЗ выбирается в интервале между второй и третьей гармониками (31,25—46,875 кГц).

В качестве датчика и приемника УЗ посылкок применяется не-направленный конденсаторный УЗ преобразователь. В варианте с ИК излучателем используются на передающей стороне светодио-ды, а на приемной — фототранзисторы.

Для пояснения принципа работы системы ДУ на рис. 62 при-ведена структурная схема универсальной системы (УЗ и ИК), разработанной фирмой Плесси (Англия) на базе двух БИС типа SL490 (кодер) и ML920 (декодер).

Команда управления, задаваемая одной из кнопок матричной тастатуры 4×8 , поступает на кодер и далее через усилитель на УЗ преобразователь или фотодиоды (излучатели).

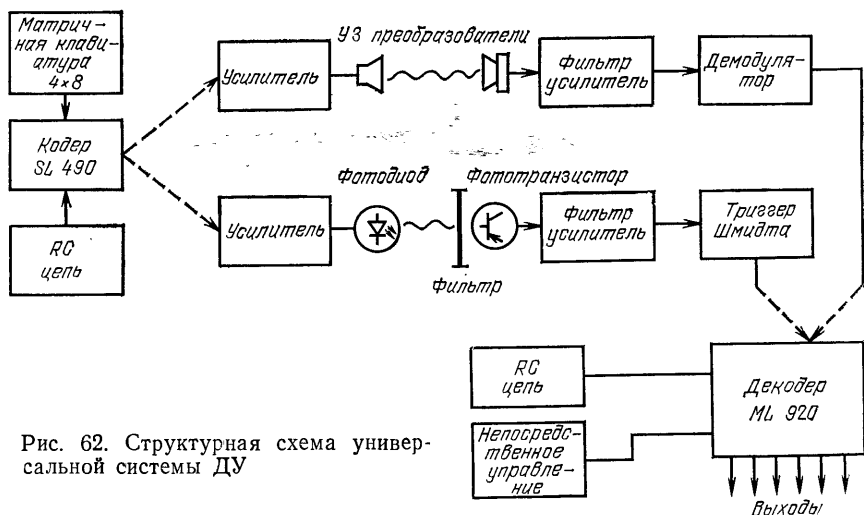


Рис. 62. Структурная схема универсальной системы ДУ

В УЗ приемнике электрические сигналы, принятые УЗ преоб-разователем (микрофоном), вначале селективно усиливаются, де-модулируются и затем поступают на декодер. Декодер позволяет также непосредственно управлять приемником.

В ИК приемнике для снижения восприимчивости к воздей-вию мешающих оптических источников сигнал поступает вначале на инфракрасный фильтр и далее на фототранзистор и филтър-усилитель. В этом варианте вместо демодулятора используется триггер Шмидта, восстанавливающий крутизны фронтов импуль-сов после усиления.

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ

Для подготовки команд в передатчике и их обработки в при-емнике используются различные многочастотные методы: метод с селекцией УЗ сигналов с помощью резонансных контуров; метод с цифровой селекцией УЗ сигналов; метод импульсно-кодовой мо-дуляции.

Метод с селекцией УЗ сигналов с помощью резонансных кон-туров применялся на начальном этапе внедрения системы ДУ с

небольшим числом каналов (до 8). Дальнейшее увеличение числа каналов в УЗ диапазоне, ограниченном второй и третьей гармониками строчной развертки телевизионного приемника, затруднено в связи с резким возрастанием затрат, необходимых для обеспечения высоких значений добротности и стабильности частоты настройки резонансных контуров передатчика и приемника.

Метод с цифровой селекцией УЗ сигналов позволяет в указанном УЗ диапазоне увеличить число команд до 30. Метод импульсно-кодовой модуляции при использовании ИК излучателя позволяет практически формировать неограниченное число команд.

Рассмотрим некоторые примеры реализации этих методов.

Многочастотный метод с селекцией УЗ сигналов LC-фильтрами. Метод предусматривает частотное разделение информационных каналов — каждой команде выделяется определенная частота в диапазоне УЗ (31,25—46,875 кГц). Ввиду малого частотного коэффициента перекрытия ($K=1,5$) фиксированная перестройка частоты в УЗ передатчике осуществляется переключением контурных конденсаторов. Параллельно им включаются полупеременные конденсаторы, компенсирующие разброс емкости УЗ преобразователя. К передатчику подводятся полезный сигнал и поляризующее напряжение, получаемое в схеме двухполупериодного выпрямления УЗ сигнала.

Источником питания генератора служит один элемент напряжением 1,5 В. Так как генератор потребляет ток только в момент подачи команды, срок службы элемента определяется практически временем его саморазряда. Сигнал, принятый УЗ преобразователем, усиливается полосовым усилителем, входной каскад которого для согласования с преобразователем и получения малого коэффициента шума выполнен на полевом транзисторе. Чтобы исключить возможность срабатывания соседнего канала при нахождении пульта передатчика вблизи управляемого аппарата на входе усилителя должен быть диодный ограничитель.

Командный сигнал с выхода полосового усилителя поступает на систему селекции, представляющую параллельное соединение по входу Т-образных трансформаторных полосовых фильтров по числу каналов. В простейшем случае систему селекции можно выполнить в виде параллельного по входу соединения последовательных резонансных контуров, каждый из которых настроен на определенную частоту УЗ диапазона. После фильтрации полезного сигнала и его последующей демодуляции выпрямленное напряжение поступает на соответствующий ключ управления.

Схемная реализация блоков системы ДУ, аналоговых и дискретных регулировок рассмотрена в [2].

Многочастотный метод с цифровой селекцией УЗ сигнала. По этому методу созданы две системы ДУ на 15 и 30 каналов, которые характеризуются следующими данными:

а) 15-канальная система состоит из БИС приемника (SAA1000) и БИС передатчика (SAA1010); частотный интервал между каналами в диапазоне 33945—43643 кГц — 692,7 Гц,

б) 30-канальная система из БИС приемника (SAA1024) и БИС передатчика (SAA1025); частотный интервал между каналами 346 Гц. Частота кварцевого генератора 4,43 МГц совпадает с частотой вспомогательной поднесущей, используемой в цветном телевизионном приемнике.

При нажатии соответствующей кнопки задающей тастатуры передатчика производится деление частоты кварцевого генератора. Для получения требуемой сетки частот используется делитель с дробным коэффициентом деления. Он состоит из программируемого двоичного счетчика с коэффициентом деления $2^6 = 64$ и постоянного делителя по модулю 100. Из каждых 64 импульсов, поступающих на вход счетчика, на его выход поступает $64 - K$ импульсов (рис. 63), K — коэффициент, определяемый номером команды. С учетом последующего деления на 100 выходная частота передатчика

$$f_{\text{пер}} = \frac{f_{\text{кв}}}{100 \cdot 64 / (64 - K)}.$$

Изменяя значение K от 1 до 15, можно получить ряд частот каналов с интервалом 692,7 Гц (табл. 18).

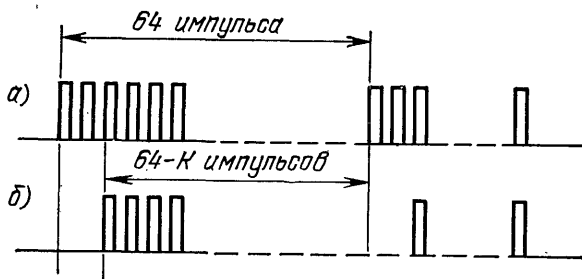


Рис. 63. Виды импульсов программируемого счетчика:
а — на входе; б — на выходе

Для 30-канальной системы ДУ частота передатчика

$$f_{\text{пер}} = \frac{f_{\text{кв}}}{100 \cdot 128 / (128 - K)}, \quad \text{где } K = 1 - 30.$$

Таблица 18

K	1	2	3	4	5	6	7	8
$f_{\text{пер}}, \text{ Гц}$	43 643	42 951	42 258	41 565	40 872	40 180	39 487	38 794
K	9	10	11	12	13	14	15	—
$f_{\text{пер}}, \text{ Гц}$	38 101	37 409	36 716	36 023	35 330	34 638	33 945	—

В приемнике подсчитываются усиленные и сформированные импульсы за измерительный интервал, стабилизированный кварцем. Он составляет $t_{\text{изм}}=21,7$ мс. Число импульсов N , подсчитанное за этот интервал,

$$N = t_{\text{изм}} / (1/f_{\text{пер}}) = f_{\text{пер}} t_{\text{изм}}.$$

Это соответствует ряду значений: 947, 932, 917.....751, 736. Вследствие отклонения частоты передатчика от своего номинального значения возможно отличие N от значений указанного ряда. Однако в приемнике обеспечивается правильное опознавание сигнала при ошибке N в пределах ± 7 импульсов. Из последнего соотношения имеем

$$\Delta f_{\text{пер}} / f_{\text{пер}} = \Delta N / N.$$

Подставляя $\Delta N=7$ и значения N , взятые из ряда для крайних значений $N=947$ и 736, находим, что отклонение частоты передатчика не должно превосходить; $\pm 0,95\%$ для нижней частоты $f_{\text{пер}}=33945$ Гц, $\pm 0,74\%$ для верхней частоты $f_{\text{пер}}=43643$ Гц.

Фильтрация принимаемого сигнала, т. е. определение его принадлежности к частоте выбранного диапазона, также проводится цифровыми методами. В течение времени измерения счетчиком подсчитывается число импульсов входной частоты. При этом, если периоды следования импульсов короче 18 или длиннее 36 мкс, устройство обработки оценивает их как помеху. Таким образом исключается влияние помех с частотами выше 55,5 и ниже 27,8 кГц, т. е. устройство обработки действует как полосовой фильтр, пропускающий сигналы выбранного для передачи УЗ диапазона частот.

Метод импульсно-кодовой модуляции. Для уяснения метода продолжим рассмотрение универсальной системы ДУ, структурная схема которой приведена на рис. 62.

Выходное напряжение УЗ передатчика имеет вид, представленный на рис. 66. Каждое информационное слово состоит из 5 бит

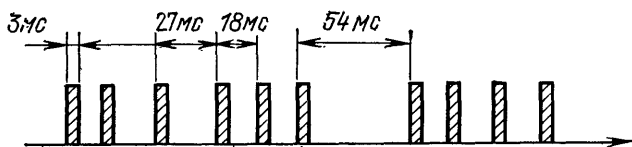


Рис. 64. Вид напряжения на выходе УЗ передатчика

(32 команды), которые, в свою очередь, образуются шестью импульсами. Поступающая информация («0» или «1») или интервалы между словами определяются расстояниями между импульсами. Соотношение временных отрезков для «1» и «0» и интервала между информационными словами составляет 2, 3, 6. Для УЗ системы эти отрезки равны соответственно 18, 27 и 54 мс. Ширина импульса составляет 1/6 часть от «1», т. е. 3 мс.

Принимаемый сигнал будет обрабатываться лишь в том случае, если ширина импульса, положение его на временной оси и расстояние между информационными словами соответствуют информации, запрограммированной в приемнике и передатчике. Кроме того, опознавание передаваемого сигнала будет отмечаться как правильное лишь в случае совпадения двух информационных слов, следующих друг за другом (рис. 64). Эти меры обеспечивают высокую помехозащищенность системы.

При УЗ передаче несущая частота и тактовая (скорость модуляции) частоты задаются в схеме (рис. 62) внешними элементами. Тактовая частота в УЗ приемнике также устанавливается внешними RC -элементами.

При ИК передаче значительно повышается скорость из-за уменьшения ширины импульса примерно до 15 мкс (а следовательно, соответствующего уменьшения длины слова). Внешней коммутацией цепей ИС SL490 прерываются колебания УЗ несущей. Тактовая частота, как и ранее, задается внешними элементами. В качестве ИК излучателя используются фотодиоды. При изменении их числа от одного до трех дальность действия системы ДУ изменяется от 8 до 27 м.

Заметим, что несмотря на огромный импульсный ток, протекающий через фотодиоды (примерно 10 А), по энергоэкономичности ИК система не уступает УЗ. Это объясняется тем, что длительность ИК импульса в 200 раз меньше УЗ импульса.

Дальнейшее увеличение числа передаваемых команд в УЗ системе ДУ ограничивается: при многочастотном методе — интервалом между каналами, расположенными в УЗ диапазоне частот; при импульсно-кодовой модуляции — длительностью передачи команды (с увеличением числа команд растет разрядность слова). Уменьшать длительность импульса недопустимо, учитывая, что период несущей УЗ частоты около 30 мкс.

Рассмотрим для примера работу ИК системы ДУ фирмы «Интерметалл», построенный на ИС SAA1050 и SAA1051 [22]. Система ДУ рассчитана на большое число команд $16 \times 64 = 1024$, которое с помощью подсистемы можно увеличить еще на $8 \times 52 = 416$ команд. Передатчик потребляет всего 3 мВт·с на одну команду, что на порядок ниже, чем у рассмотренного выше УЗ передатчика типа SAA1024. В этой системе используется кодирование расстояния между короткими немодулированными импульсами (рис. 65). Интервал между импульсами, равный T , соответствует «0», а интервал $2T$ — «1».

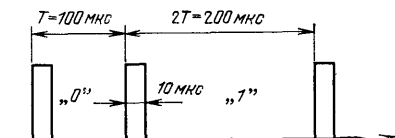


Рис. 65. В пояснении принципа кодирования

Полное слово содержит четырехбитный адрес, что соответствует 16 адресам, и шестибитную команду — 64 команды. В совокупности это составляет 1024 команды. Для передачи такого 10-бит-

ного информационного слова требуется 14 импульсов, так как для управления устройством оценки опознавания в приемнике требуется еще 3 бита информации: предварительный бит, запускающий и останавливающий импульсы.

При таком кодировании длительность команды в зависимости от информации меняется от $17T$ до $27T$. На рис. 66 приведен пример полной команды 0101100100, длительность которой $21T = 2,1$ мс.

Время работы передатчика, затраченное на передачу одной команды, составляет всего 140 мкс, причем оно не зависит от информации, заложенной в команде, а определяется только длительностью импульсов и их числом. Такое решение позволяет получить высокую энергоэкономичность передатчика даже при частом пользовании.

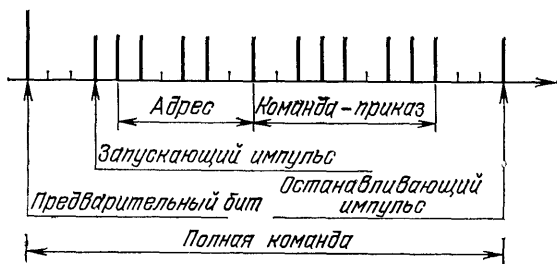


Рис. 66. Пример команды 0101100100

Для обеспечения помехоустойчивости системы к воздействию мешающих сигналов оптического или электрического характера в приемнике ДУ предусмотрено устройство оценки поступающих сигналов. Суть его работы заключается в следующем: сигнальный вход приемника закрывается на время T после каждого принятого импульса и открывается на определенный интервал по прошествии этого времени. Если за принятым импульсом следует «0» бит информации, то в следующий временной интервал, когда сигнальный вход откроется, попадает импульс и вход снова закрывается на интервал T . Если во время интервала не придет импульс (была «1» информации), то все равно по прошествии времени T вход снова откроется на заданный интервал времени. Этим достигается невосприимчивость приемника к помехам, поступающим на сигнальный вход в промежутках между импульсами передачи. В интервале времени, когда сигнальный вход открыт, через устройство может проходить только один импульс. В противном случае это будет помеха и устройство оценки, запрещая прием такой команды, возвращает приемную часть в исходное положение.

Работа передатчика тактируется не кварцевым, а простейшим RC-генератором. Во избежание постоянных ошибок в работе передающей и приемной частей, обусловленных уходом частоты генератора (изменением времени T), в устройстве оценки измеряет-

ся и запоминается фактическое время между запускающими и первым информационным импульсами передатчика. Определенная таким образом тактовая частота передатчика ($1/T$) управляет соответственно работой приемной части, что согласует работу приемника с передатчиком.

В приемнике одновременно контролируется число импульсов в команде на соответствие числу 14.

Перечисленные меры защиты от воздействия помех позволяют даже при одноразовой оценке команды получить хорошее опознавание.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нешумова К. А. Электронные цифровые вычислительные машины. — М.: Высшая школа, 1975.
2. Калихман С. Г., Левин Я. М. Радиоприемники на полупроводниковых приборах: Теория и расчет. — М.: Связь, 1979.
3. Харинский А. Л. Основы конструирования элементов радиоаппаратуры. — М.: Госэнергоиздат, 1950.
4. Калихман С. Г., Крестовский С. И., Шехтман Б. И. Тракт ВЧ радиовещательного приемника без механического переключателя диапазонов. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПиА, 1975, вып. 1, с. 14—32.
5. Богданова Н. Ф., Голянд Б. Я., Крестовский С. И. Всеволновый радиоприемник без механического переключателя диапазонов. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПиА, 1975, вып. 1, с. 33—48.
6. Богданова Н. Ф., Крестовский С. И. Блок КСДВ с электронной коммутацией для тюнера высшего класса. — Техника средств связи. Сер. ТРПиА, 1978, вып. 2, с. 5—13.
7. Controlled L. O. Digital AFC concept eliminates need for crystal. — Communications Designers Digest, 1970, № 2.
8. Allner O. Rolf D—Deneewitz. Neuartige AM/FM Dioden abstimmung. — Funkschau, 1973, № 19, p. 730—732.
9. Шац С. Я. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах. — М.: Сов. радио, 1976.
10. Михайлов С. В., Шехтман Б. И. Цифровой отсчет частоты настройки в радиовещательных приемниках. — Техника средств связи. Сер. ТРПиА, 1978, вып. 2, с. 36—47.
11. Klang D., Rottman D. Digital Frequenz — kanal — und Zeitanzeige in einem spitzen Receiver. — Funkschau, 1976, № 9, p. 68—71.
12. Holighaus H., Kanow W. Crocomputer steuert Hi—Fi Gerät. — Funkschau, 1977, № 23, p. 103—106.
13. Зарецкий М. М., Мовшович М. Е. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки. — М.: Энергия, 1977.
14. Захаров В. А. Электронные индикаторы и шкалы. — Техника средств связи. Сер. ТРПиА, 1978, вып. 2, с. 115—124.
15. Берг А., Дин П. Светодиоды. — М.: Мир, 1979.
16. Лисицын Б. Л. Элементы индикации. — М.: Энергия, 1978.
17. Электроника, 1973, № 12; 1979, № 24; 1980, № 6.
18. Згурский В. С., Лисицын Б. Л. Элементы индикации. — М.: Энергия, 1980.
19. Dance B. Ein universelles Fernsteuers system, — Funkschau, 1979, № 1, p. 26—28.
20. Flamm P. Ultraschall Fernsteuerung mit neuen integrierten. Schaltungen. — Funkschau, 1975, № 8, p. 81—84.
21. Werner C. Ultraschall Fernbedienung mit 346-Hz Befehlfrquenzraster. — Radio Mentor Electronic, 1975, № 9, p. 347—349.
22. Karnatzki R. Infrarot Fernbedienung mit 1024 Befehlen. — Funkschau, 1978, № 8, p. 323—326.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Развитие систем управления бытовой радиоприемной аппаратурой	4
Электронные переключатели с сенсорным управлением	8
Типы переключателей	8
Сенсорные датчики	8
Блоки фиксации	11
Электронная перестройка частоты	18
Параметры варакторов	18
Функциональные характеристики регуляторов управляющего напряжения	20
Цифровые методы автоподстройки частоты	22
Системы АПЧ	22
Система ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией	23
Система ЦАПЧ для приемников с памятью	27
Устройства цифрового отсчета частоты	35
Варианты построения ЦОЧ	35
Цифровые индикаторы	43
Система управления цифровыми индикаторами	43
Синтезаторы частоты	55
Кольцо фазовой автоподстройки частоты	55
Синтезатор частоты на базе компаратора кодов	62
Потребительские удобства	70
Устройство цифрового автопоиска	75
Электронный таймер	78
Электронные часы	78
Программные устройства	81
Программное управление бытовой радиоэлектронной аппаратурой	87
Электронные индикаторы	89
Классификация и характеристики	89
Параметры основных отечественных индикаторов	92
Беспроводные электронные системы дистанционного управления	95
Структурная схема системы дистанционного управления	95
Методы построения систем	97
Список литературы	103