

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра электроники

**В.Т. Першин**

***ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
И СХЕМОТЕХНИКИ***

Учебное пособие  
для студентов специальностей  
«Микро-и нанoeлектронные технологии и системы»,  
«Моделирование и компьютерное проектирование радиоэлектронных средств»,  
«Проектирование и производство радиоэлектронных средств»,  
«Экономика и организация производства»,  
«Маркетинг» всех форм обучения

В 2-х частях

Часть 2

Минск 2006

УДК 621.37/39+681.3.06(075.8)

ББК 32.84+32.97 я 73

П 27

**Р е ц е н з е н т:**

главный научный сотрудник Института электроники НАН Беларуси,  
доктор технических наук, старший научный сотрудник В.А. Зайка

**Першин В.Т.**

П 27

Основы радиоэлектроники и схемотехники: Учеб. пособие для студ. спец. «Микро- и нанoeлектронные технологии и системы», «Моделирование и компьютерное проектирование радиоэлектронных средств», «Проектирование и производство радиоэлектронных средств», «Экономика и организация производства», «Маркетинг» всех форм обуч. В 2 ч. Ч.2. – Мн.: БГУИР, 2006. – 152 с.: ил.

ISBN 985-444-813-4 (ч. 2)

Учебное пособие, написанное на материале конспекта лекций, читаемых автором в течение ряда лет студентам БГУИР, отражает основные идеи курса «Основы радиоэлектроники и схемотехники». Вторая часть пособия посвящена следующим темам: генерирование гармонических и релаксационных колебаний, модуляция и детектирование, преобразование частоты, схемотехника построения радиоприемной и радиопередающей аппаратуры, принципы передачи изображений и организации подвижной радиосвязи.

**УДК 621.37/39+681.3.06(075.8)**

**ББК 32.84+32.97 я 73**

Первая часть учебного пособия издана в БГУИР в 2005 г.

ISBN 985-444-813-4 (ч.2)

ISBN 985-444-880-0

© Першин В.Т., 2006

© БГУИР, 2006

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

1. СХЕМОТЕХНИКА ГЕНЕРАТОРОВ

ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

2. ГЕНЕРАТОРЫ РЕЛАКСАЦИОННЫХ КОЛЕБАНИЙ

3. СХЕМОТЕХНИКА МОДУЛЯТОРОВ

4. СХЕМОТЕХНИКА ДЕТЕКТОРОВ

5. СХЕМОТЕХНИКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

6. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

7. ТЕЛЕВИДЕНИЕ

8. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СЕТЕЙ

СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

ЛИТЕРАТУРА

Библиотека БГУИР

## ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время теория и практика передачи сообщений на расстояние с помощью электромагнитных волн постоянно совершенствуются. Характерной особенностью нынешнего состояния радиоэлектроники является углубление связи компьютерных и радиоэлектронных технологий. Знание основополагающих концепций позволяет легко разбираться в новых, пусть даже и очень сложных, технических решениях и технологиях. По замыслу автора предлагаемое учебное пособие должно служить целям увеличения запаса базовых знаний по радиоэлектронике у будущих специалистов в этой или смежных областях. Хотелось бы, чтобы эти новые знания стали инструментом, с помощью которого специалисты смогли бы обновлять информацию о постоянно изменяющемся мире телекоммуникаций и компьютерных сетей, т.е. могли бы непрерывно реализовывать основополагающую концепцию подготовки современного специалиста, получающего образование с перспективой непрерывного обновления в течение всей жизни. Основополагающие сведения, изложенные в данном учебном пособии, призваны облегчить будущим специалистам освоение принципов построения и методов разработки этих технологий и нацелить на непрерывную работу по освоению новой информации, объем которой лавинообразно возрастает с течением времени.

В настоящем учебном пособии рассмотрены не только схмотехнические решения отдельных радиоэлектронных устройств, но и их использование в различных законченных системах передачи информации: передаче сигналов стереофонического вещания, телевизионных приемопередающих устройств, организации систем подвижной радиосвязи.

Однако в первую очередь мы обращаем внимание на глубокое освоение принципов работы отдельных радиоэлектронных устройств, особенностей схмотехнических решений, реализующих и определяющих их функциональные черты. В учебном пособии рассмотрены вопросы генерирования гармонических и релаксационных колебаний, модуляции и детектирования радиосигналов, преобразования частоты, особенности построения радиоприемной аппаратуры, а также принципы организации передачи на расстояние с помощью электромагнитного излучения изображений и подвижной радиосвязи.

При работе над пособием помощь советами и участием в подготовке рукописи оказали автору сотрудники кафедры электроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Особенно большую помощь оказали С.В. Дробот и В.Т. Мыхлик. Многочисленные и ценные замечания сделал при рецензировании главный научный сотрудник Института электроники НАН Беларуси, доктор технических наук, старший научный сотрудник В.А. Зайка.

Автор выражает своим коллегам по работе и рецензенту искреннюю благодарность.

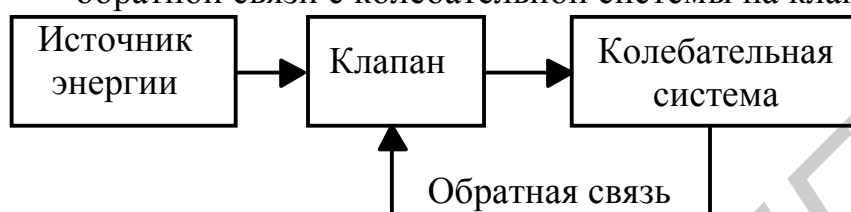
# 1. СХЕМОТЕХНИКА ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

*Автоколебательной системой* называется устройство, способное создавать незатухающие колебания и характеризующееся наличием:

- источника энергии (источника питания);
- колебательной системы;
- клапана, регулирующего поступление энергии от источника в колебательную систему;

му;

- обратной связи с колебательной системы на клапан.



Структурная схема автоколебательной системы показана на рис.1.1. Из этой схемы видно, что незатухающие колебания создаются с помощью колебательной системы

Рис.1.1. Структурная схема автоколебательной системы

за счет энергии источника питания. При этом клапан управляет работой колебательной системы, а колебательная система управляет работой клапана за счет передачи энергии из колебательной системы на вход клапана. Такое обратное воздействие, т.е. передача энергии с выхода колебательной системы на ее вход через клапан, называется обратной связью.

Радиотехническое устройство, которое для создания незатухающих колебаний не использует никаких источников энергии, кроме источника питания, называется *автогенератором*.

## 1.1. Физическая сущность возникновения колебаний в схеме LC-автогенератора

Рассмотрим работу схемы простейшего автогенератора незатухающих колебаний. В качестве примера возьмем схему автогенератора с контуром в цепи коллектора (рис. 1.2). Очевидно, всеми признаками автоколебательной системы эта схема обладает. Действительно, источником энергии служит батарея коллекторного питания  $E$ , колебательная система выполнена в виде колебательного контура с достаточно высокой добротностью, в качестве клапана используется транзистор, обратная связь выполнена с помощью взаимной индуктивности между катушкой индуктивности колебательного контура и катушкой обратной связи, подключенной к промежутку эмиттер – база транзистора.

Рассмотрим процесс возникновения колебаний в этой схеме. При включении коллекторного питания в колебательном контуре возникают свободные колебания. Благодаря взаимной индуктивности  $M$  часть энергии свободных колебаний подается на базу транзистора. Свободные колебания усиливаются транзистором и из его базовой цепи поступают в коллекторную цепь. Если эти ко-

лебания имеют энергию, превосходящую потери в колебательном контуре, амплитуда напряжения на коллекторном контуре будет расти до тех пор, пока нелинейность характеристики транзистора не ограничит этот рост. Мы видим, что для поддержания автоколебаний энергия, доставляемая в колебательный контур усиленными транзистором колебаниями, должна быть не меньше потерь энергии свободных колебаний в контуре. Это условие называется *балансом амплитуд*. Легко понять, что это условие является необходимым для поддержания

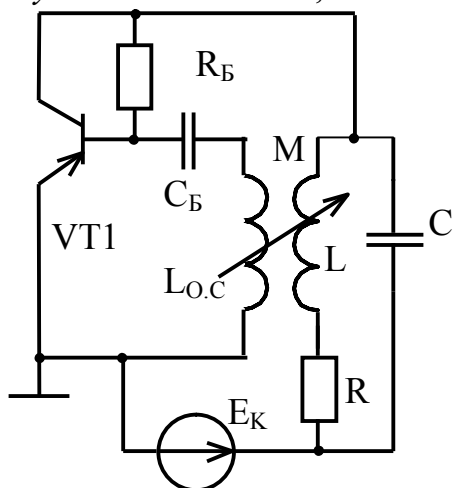


Рис.1.2. Принципиальная схема автогенератора с контуром в цепи коллектора

режима незатухающих колебаний в автогенераторе, так как его невыполнение приведет к быстрому затуханию свободных колебаний в контуре. Однако выполнения этого условия недостаточно для поддержания режима незатухающих колебаний в анализируемой схеме, поскольку важны фазовые соотношения между свободными колебаниями в контуре и колебаниями, поступающими в контур из коллекторной цепи. Очевидно, что фаза усиленных транзистором колебаний должна совпадать с фазой свободных колебаний в контуре, так как в ином случае усиленные транзистором колебания приведут к уменьшению, а не к увеличению амплитуды свободных колебаний в контуре. Это условие *синфазности* усиленных транзистором и свободных колебаний называется *балансом фаз*.

Итак, для возникновения незатухающих автоколебаний в рассматриваемой схеме необходимо и достаточно выполнение двух условий: баланса амплитуд и баланса фаз.

## 1.2. Различные уровни изучения процессов в генераторе

Автогенератор является сугубо нелинейным устройством. Тем не менее можно выделить три различных уровня, на которых рассматривается работа генератора. Этим уровням соответствуют три различные теории автогенератора, которые отличаются одна от другой предпосылками, лежащими в их основе:

- линейная теория;
- квазилинейная теория;
- нелинейная теория.

В основе построения *линейной* теории автогенератора лежит допущение о линейности вольт-амперной характеристики (ВАХ) транзистора. Конечно, в общем случае характеристика транзистора является нелинейной, но при определенных условиях ее часто можно считать линейной. Теория, построенная на такой основе, дает возможность определить условия самовозбуждения схемы, позволяет оценить частоту генерируемых колебаний, определить закон, по которому будет возрастать амплитуда генерируемых колебаний. Тем не менее скоро обнаружатся и недостатки этой теории: находясь в ее рамках, мы не можем ничего сказать о стационарной амплитуде установившихся колебаний, так

как допущение о линейности вольт-амперной характеристики устраняет механизм изменения амплитуды генерируемых колебаний и открывает перспективу для ее неограниченного роста.

*Квазилинейная* (почти линейная) теория учитывает нелинейность вольт-амперной характеристики с помощью *средних параметров* и сохраняет формально линейное описание анализируемой схемы. Особенностью этой теории является сохранение линейного описания процесса генерирования колебаний при учете нелинейности схемы. В результате мы имеем возможность в рамках этой теории провести анализ схемы линейными средствами от момента возникновения автоколебаний вплоть до установления стационарной амплитуды генерируемых колебаний.

*Нелинейная* теория наиболее тщательно может исследовать поведение схемы, в которой генерируются автоколебания, однако методы этой теории чрезвычайно сложны, так как сводят решение анализа поведения схемы к нелинейным уравнениям, теория которых разработана чрезвычайно слабо.

Поэтому практически исследователи и разработчики схем автогенераторов чаще всего пользуются в своей работе методами и средствами квазилинейной теории.

### 1.3. Линейная теория автогенератора

Рассмотрим процесс установления колебаний в автогенераторе с контуром в цепи коллектора, собранном по схеме, приведенной на рис. 1.3. Линей-

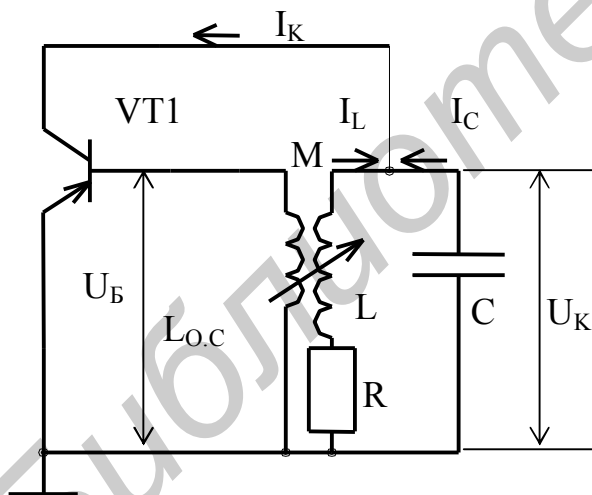


Рис.1.3. Схема автогенератора, анализируемого в терминах линейной теории

ную теорию имеет смысл применять для анализа схем, в которых только начинают возбуждаться автоколебания, поскольку только в этом случае можно считать транзистор линейным элементом, работающим при малых величинах амплитуд генерируемых колебаний.

Составим дифференциальное уравнение, описывающее поведение этой схемы. Поскольку транзистор считается линейным устройством, то для него является справедливой схема замещения, отражающая связь между входным и выходным напряжениями (рис. 1.4).

Из схемы, приведенной на рис. 1.4, находим, что

$$I_K = S(U_B - DU_K). \quad (1.1)$$

Здесь  $S$ ,  $D$  – крутизна ВАХ и проницаемость транзистора,  $D = 1/\mu$ , где  $\mu$  – коэффициент усиления транзистора,  $\mu = SR_i$ , где  $R_i$  – внутреннее сопротивление источника напряжения в линейной схеме замещения транзистора.

Это уравнение связывает ток коллектора с напряжениями, действующими на его базе и коллекторе. Но величина этого же тока также определяется и пара-

метрами схемы, подключенной к транзистору. Мы видим, что ток коллектора представляет собой сумму токов, протекающих в индуктивности и емкости колебательного контура:

$$I_K = I_L + I_C. \quad (1.2)$$

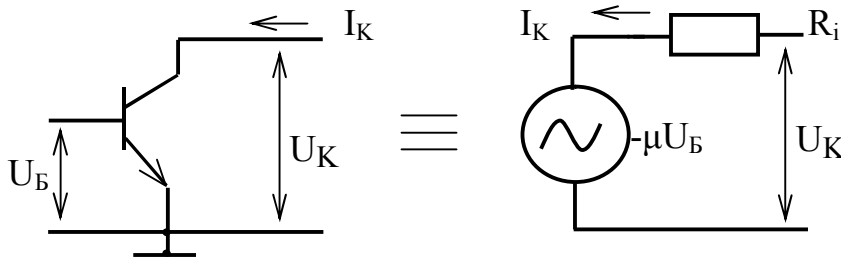


Рис. 1.4. Линейная схема замещения транзистора

Поскольку ток в емкости определяется скоростью изменения коллекторного напряжения

$$I_C = C \frac{dU_K}{dt},$$

а коллекторное напряжение представляет собой сумму падений напряжения на индуктивности контура и сопротивлении R

$$U_K = L \frac{dI_L}{dt} + I_L R,$$

то для тока в емкости можно записать

$$I_C = LC \frac{d^2 I_L}{dt^2} + RC \frac{dI_L}{dt}.$$

Теперь для коллекторного тока можно составить уравнение

$$I_K = I_L + RC \frac{dI_L}{dt} + LC \frac{d^2 I_L}{dt^2}. \quad (1.3)$$

Запишем теперь уравнение (1.1), заменив в нем действующие напряжения на ток, протекающий в индуктивной ветви. Учтем, что

$$U_B = \pm M \frac{dI_L}{dt}.$$

Знак «плюс» или «минус» определяется способом подключения катушки  $L_{o.c}$  или катушки  $L$  колебательного контура. Выбор знака «плюс» соответствует выполнению баланса фаз в генераторе. Если схема генератора с обратной связью достаточной величины (т.е. в схеме выполняется баланс амплитуд) собрана из исправных деталей и тем не менее не работает при подаче на нее питающего напряжения, значит, в ней не выполнено условие баланса фаз. В этом случае для выполнения баланса фаз нужно поменять местами концы подключения катушки обратной связи  $L_{o.c}$  или катушки  $L$  контура.

Тогда уравнение (1.1) можно переписать следующим образом:

$$I_K = S \left( M \frac{dI_L}{dt} - D \left( L \frac{dI_L}{dt} + I_L R \right) \right) = (SM - SDL) \frac{dI_L}{dt} + SDR I_L. \quad (1.4)$$

Сравнивая правые части уравнений (1.3) и (1.4), получаем



$$\frac{d^2 I_L}{dt^2} + \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{R_i C} - \frac{SM}{LC} \right) \frac{dI_L}{dt} + \frac{1 + \frac{R}{R_i}}{LC} I_L = 0.$$

Учитывая, что  $R \ll R_i$ , и обозначив

$$\frac{R}{L} + \frac{1}{R_i C} - \frac{SM}{LC} = 2\alpha,$$

получим уравнение, описывающее ток в индуктивной ветви:

$$\frac{d^2 I_L}{dt^2} + 2\alpha \frac{dI_L}{dt} + \omega_0^2 I_L = 0.$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$I_L = A_0 e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t.$$

Характер колебания  $I_L$  зависит от коэффициента  $\alpha$ . Если  $\alpha > 0$ , то колебания затухнут со временем.

Рассмотрим подробнее выражение для  $\alpha$ . При  $M = 0$   $\alpha > 0$ . Это означает, что при  $M = 0$  колебания в генераторе будут затухать (рис.1.5).

При возрастании связи в контур вносится некоторое отрицательное сопротивление по абсолютной величине, равное  $SM/C$ .

Если

$$\frac{SM}{C} > R + \frac{1}{R_i C}, \quad (1.5)$$

то результирующее сопротивление может стать отрицательным. В этом случае  $\alpha < 0$  и ток в индуктивной ветви будет нарастать по закону

$$I_L = A_0 e^{|\alpha|t} \sin \omega_0 t. \quad (1.6)$$

Таким образом, условие (1.5) обеспечивает рост амплитуды колебаний при сколь угодно малых значениях начальных амплитуд.

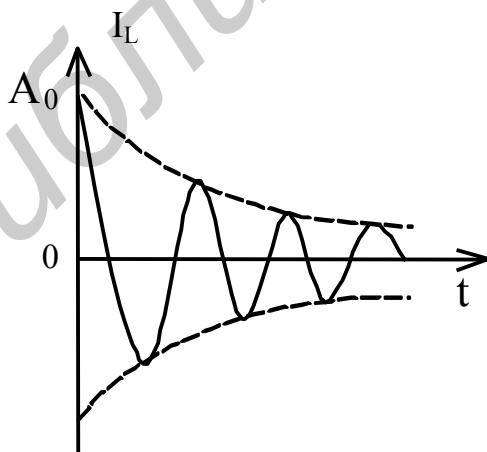


Рис.1.5. Затухание колебаний в генераторе при  $\alpha > 0$

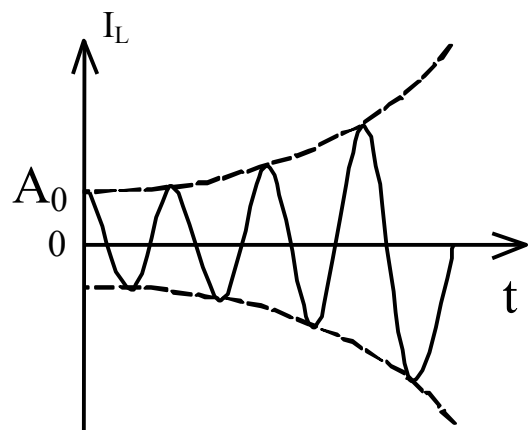


Рис.1.6. Возрастание колебаний в генераторе при  $\alpha < 0$

Этому условию можно придать другую форму, если учесть, что  $k_{o.c} = M/L$  и  $L/RC = Z_{K.P}$  – резонансное сопротивление колебательного контура генератора. Имеем

$$S > \frac{1}{(k_{o.c} - D)Z_{K.P}}. \quad (1.7)$$

Полученное неравенство называется основным неравенством генератора при самовозбуждении и позволяет легко объяснить влияние основных параметров транзистора на возникновение автоколебаний.

#### 1.4. Квазилинейная теория автогенератора

Полученное в терминах линейной теории условие самовозбуждения генератора ничего не говорит о стационарной амплитуде автоколебаний. Следуя линейной теории автогенератора, мы приходим к выводу, что амплитуда колебаний будет возрастать неограниченно (рис. 1.7, а). А это не так, поскольку при больших амплитудах возбуждения вступает в силу нелинейность ВАХ транзистора, которая ограничит рост амплитуды генерируемых колебаний.

Для более тщательного анализа механизма возбуждения автоколебаний надо учитывать зависимость крутизны характеристики от амплитуды колебаний. В течение одного периода базового напряжения используются участки характеристики с различной крутизной. Характеристику транзистора в этом случае уже нельзя описывать уравнением, полученным из линейной схемы замещения, так как крутизна зависит от амплитуды базового напряжения.

Линейная теория не может учесть это обстоятельство. Поэтому обращаются к помощи *квазилинейных* методов.

Сущность квазилинейной теории заключается в том, что за один период базового напряжения принимаются неизменными амплитуда базового напряжения и крутизна характеристики транзистора. Это приводит к постоянству также и первой гармоники коллекторного тока, т.е. развитие процесса возрастания амплитуды колебаний в генераторе происходит скачкообразно от одного значения амплитуды базового напряжения к следующему, как показано на рис.1.7, б. Поскольку процесс развивается теперь с использованием «чистых» синусоид, то в квазилинейной теории анализ можно вести методами линейной теории, например, применяя метод комплексных амплитуд.

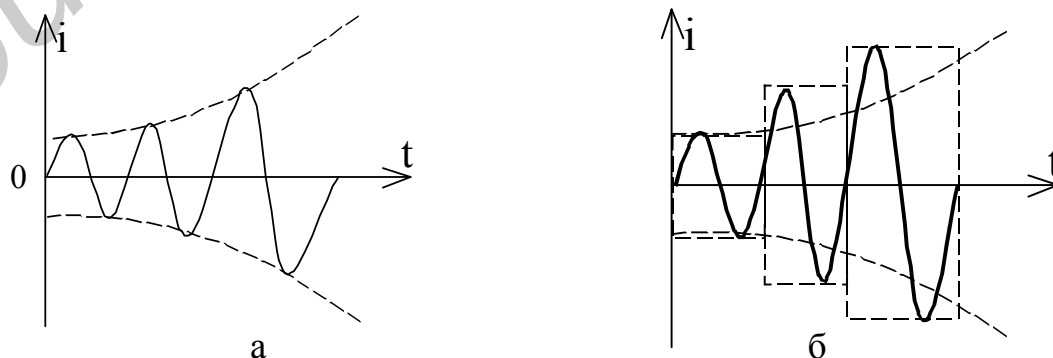


Рис.1.7. Процесс нарастания амплитуды автоколебаний (а), возрастание амплитуды автоколебаний в генераторе в квазилинейной теории (б)

## 1.5. Обобщенная схема автогенератора в квазилинейной теории

Наша задача – получить условия самовозбуждения автогенератора в терминах квазилинейной теории. Приступая к ее решению, построим так называемую обобщенную схему. Дело в том, что любой автогенератор содержит нелинейный усилительный элемент и четырехполюсник обратной связи. При этом входными зажимами четырехполюсник подключается к выходу усилителя, а выходными – к его входу. Построив такую обобщенную схему, перейдем к анализу условий ее возбуждения. Когда эти условия будут получены, мы можем получить условия самовозбуждения конкретной схемы, предварительно представив ее в виде обобщенной. Таким образом, проведя анализ обобщенной схемы, мы получаем возможность записать условия самовозбуждения для большого числа конкретных схем, приводящихся к виду обобщенной. Поскольку в терминах квазилинейной теории мы анализируем схему линейными методами, то можно для ее анализа воспользоваться методом комплексных амплитуд. Итак, обобщенная схема автогенератора, анализируемая методом комплексных амплитуд, может быть представлена в виде, показанном на рис. 1.8.

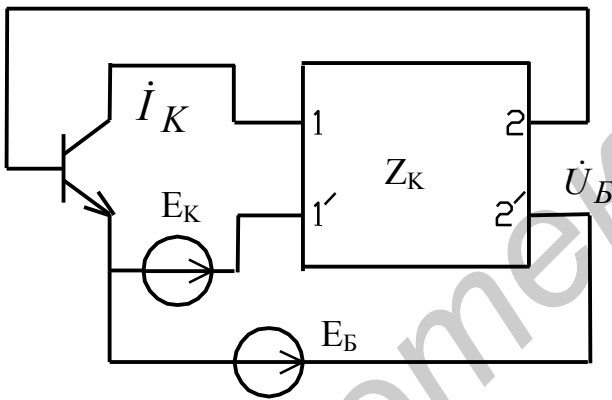


Рис.1.8. Обобщённая схема автогенератора в квазилинейной теории

Зависимость тока, протекающего через транзистор, от параметров транзистора и напряжений, действующих на его электродах, опишем уравнением, линейным по форме, но нелинейным по содержанию. Учитывая нелинейный характер схемы, введем в рассмотрение некоторую среднюю крутизну  $S_{CP}$ , представляющую собой коэффициент пропорциональности между током коллектора и суммой определяющих его напряжений. Итак, из обобщенной схемы мы ви-

дим, что

$$\dot{i}_K = S_{CP} (\dot{U}_B + D \dot{U}_K). \quad (1.8)$$

Если сопротивление между зажимами 1 – 1' обозначить  $Z_K$ , то легко видеть, что ток коллектора можно определить по соотношению

$$\dot{i}_K = \frac{\dot{U}_K}{Z_K}. \quad (1.9)$$

Сравнивая правые части уравнений (1.8) и (1.9), имеем

$$S_{CP} (\dot{U}_B + D \dot{U}_K) = \frac{\dot{U}_K}{Z_K}. \quad (1.10)$$

Так как

$$k_{O.C} = - \frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_K},$$

то уравнение (1.10) можно подать в форме

$$S_{CP} = \frac{1}{(k_{O.C} - D)Z_K}.$$

Усилим это равенство и получим основное уравнение, описывающее процесс самовозбуждения генератора вплоть до установления стационарной амплитуды:

$$S_{CP} \geq \frac{1}{(k_{O.C} - D)Z_K}. \quad (1.11)$$

Обсудим полученный результат. Пока не сказывается инерция носителей электрического заряда  $S_{CP} > 0$ . Значит, при самовозбуждении мнимая часть этого уравнения равна нулю. Это условие – математическое выражение баланса фаз. Оно определяет частоту генерируемых колебаний. Основное неравенство (1.11) в действительной форме представляет собой баланс амплитуд и используется для нахождения стационарной амплитуды генерируемых колебаний.

### 1.6. Основные схемы LC-генераторов и их эквивалентные схемы

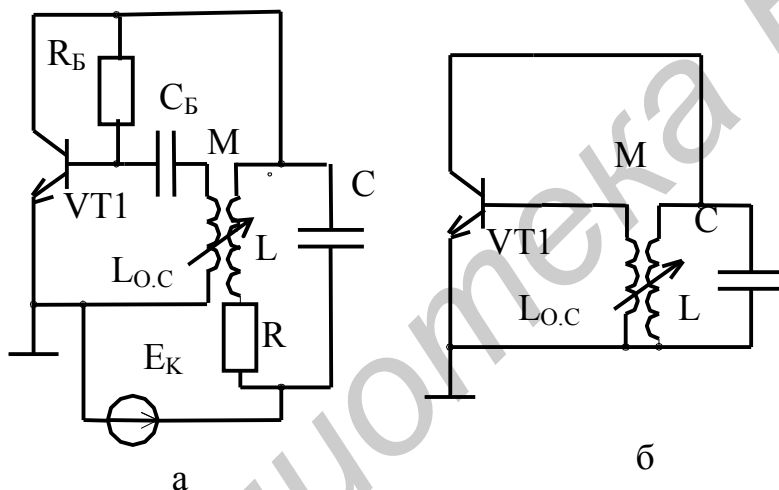


Рис.1.9. Схема генератора с контуром в цепи коллектора с последовательным питанием (а) и схема замещения по переменному току (б)

Схема генератора с контуром в цепи коллектора с последовательным питанием представляется эквивалентной схемой, показанной на рис. 1.9. Поскольку входное сопротивление контура при этом значительно ниже, чем в предыдущем случае, то это заставляет выбирать колебательную схему с достаточно высокой добротностью, иначе возбудить такую схему может не получиться.

На этом же рис.1.11, в изображена схема автогенератора с контуром в цепи эмиттера, широко используемая в преобразователях частоты с совмещенным гетеродином. Напряжение сигнала снимается с колебательного контура и подается в цепь эмиттера. Контур при этом включается, как правило, не полностью, поскольку сопротивление в цепи эмиттера имеет небольшую величину и в противном случае будет сильно его шунтировать.

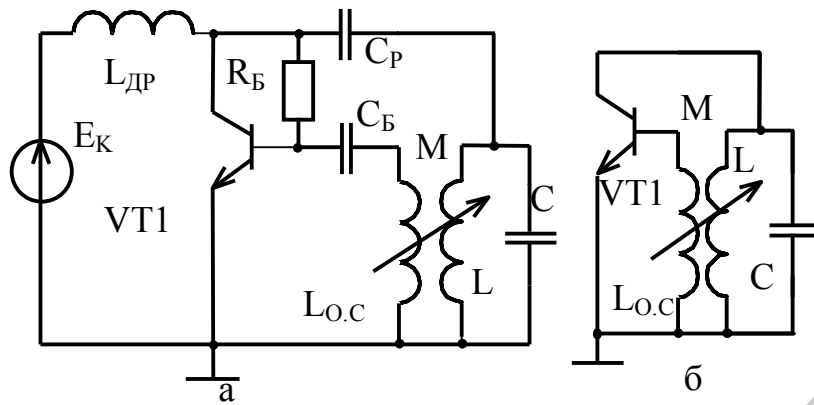


Рис.1.10. Схема генератора с контуром в цепи коллектора с параллельным питанием (а) и эквивалентная схема по переменному току (б)

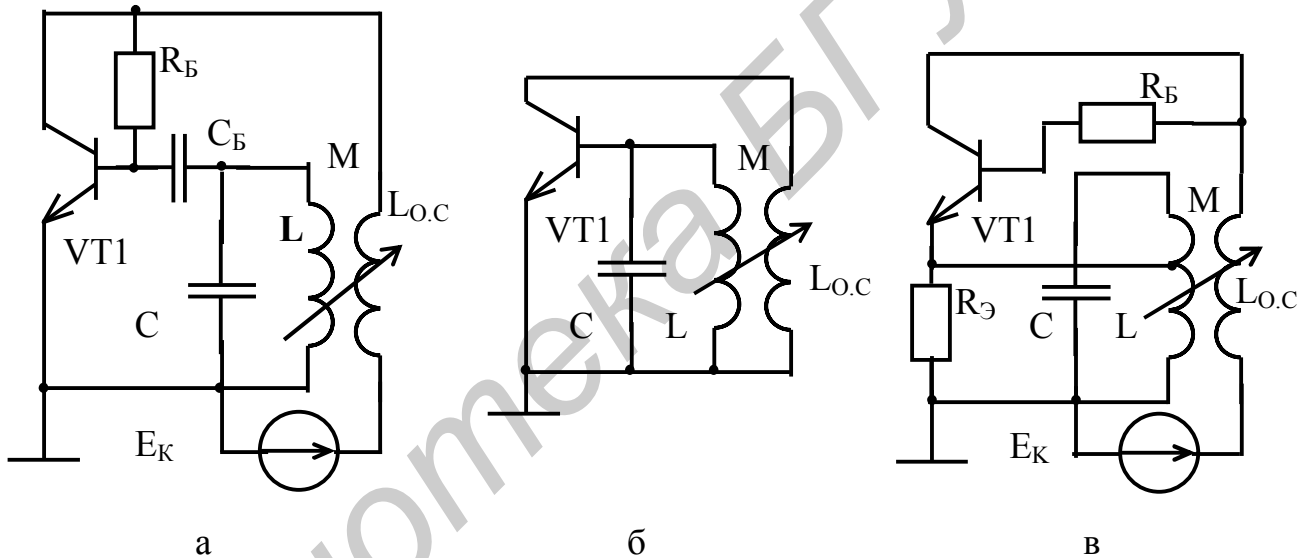


Рис.1.11. Схема генератора с контуром в цепи базы (а), эквивалентная схема по переменному току (б) и схема автогенератора с контуром в цепи эмиттера (в)

### 1.7. Трехточечные схемы автогенераторов

Трехточечной называется такая схема автогенератора, в которой контур подключается к транзистору или лампе своими тремя точками (рис. 1.12, а).

Найдем условие самовозбуждения этой схемы, используя квазилинейную теорию автогенератора. Представим анализируемую схему в виде обобщенной (рис.1.12, б). Теперь нужно конкретизировать для этой схемы два параметра:  $k_{o.c}$  и  $Z_K$ . Находим

$$k_{o.c} = - \frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_K} = - \frac{X_{K.B}}{X_{K.B} + X_{B.Э}}$$

$$Z_K = \frac{X_{K.Э} (X_{B.Э} + X_{K.B})}{R + i (X_{K.Э} + X_{K.B} + X_{B.Э})}$$

Здесь  $R$  отражает наличие сопротивлений потерь в реактивных элементах колебательной системы генератора.

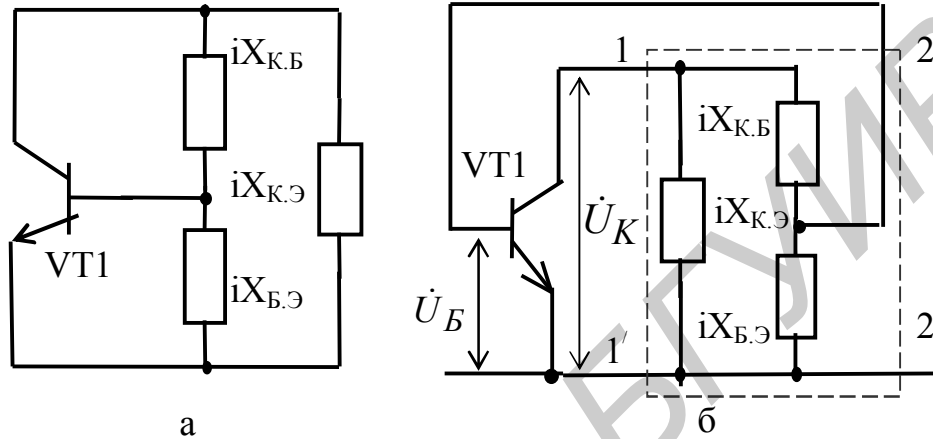


Рис.1.12. Трехточечная схема автогенератора (а) и обобщённая схема (б)

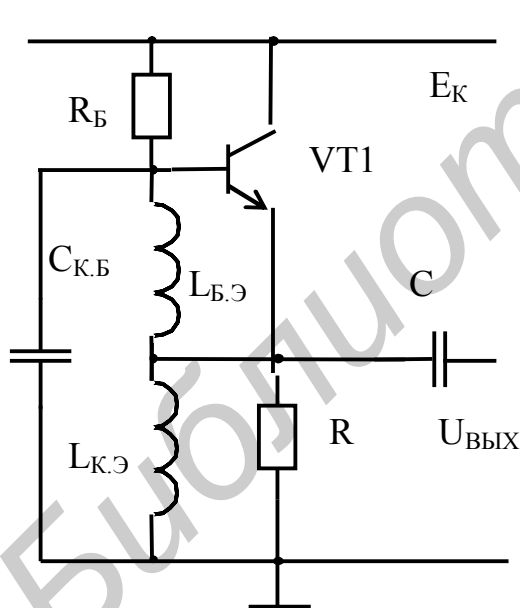


Рис.1.13. Схема индуктивной трехточки

Подставим значения найденных величин в основное неравенство генератора и получим

$$S_{CP} \geq \frac{1}{\left(-\frac{X_{B.Э}}{X_{K.B} + X_{B.Э}} - D\right) \frac{X_{K.Э}(X_{K.Э} + X_{K.Э})}{R + i(X_{K.Э} + X_{K.B} + X_{B.Э})}}$$

Условие выполнения баланса фаз  $X_{K.Э} + X_{K.B} + X_{B.Э} = 0$ .

Отсюда делаем вывод о том, что из всего многообразия трехточечных схем в качестве генератора будут работать только две. Одна из них называется *емкостной трехточкой*, а другая – *индуктивной трехточкой*. На рис.1.13 приведена практическая схема индуктивной трехточки.

## 1.8. Кварцевые генераторы

Кварцевые генераторы используются в тех случаях, когда предъявляются повышенные требования к стабильности частоты задающих генераторов. В радиовещательных станциях диапазона длинных и средних волн абсолютная не-

стабильность частоты  $\Delta f$ , т.е. уход рабочей частоты  $f$  от номинального значения  $f_0$  не должен превышать 10 Гц. В радиовещательных станциях, работающих на коротких и ультракоротких волнах, допускаемая относительная нестабильность частоты  $(\Delta f / f_0) \cdot 100 \% \leq 0,002 \%$ . Значительное повышение стабильности частоты можно получить, применяя кварцевые резонаторы, в качестве которых обычно используют пластинки из кварца. Кварц представляет собой двуокись кремния  $\text{SiO}_2$  и широко распространен в природе. Кварц обладает прямым и обратным пьезоэффектом, т.е. при механической деформации пластины кварца на ней появляются электрические заряды (прямой пьезоэффект) и при помещении пластины кварца в электрическое поле она деформируется (обратный пьезоэффект). Условное обозначение кварцевого резонатора показано на рис.1.14, а, его эквивалентная электрическая схема – на рис.1.14, б. На этой схеме кварц заменен последовательным контуром LCR, емкость  $C_0$  – статическая емкость пластин кварцедержателя. Обычно емкость кварца  $C$  равна десятым или сотым долям пикофарады. Эквивалентная индуктивность  $L$  – от долей до десятков миллигенри. Эквивалентное сопротивление  $R$  измеряется десятками или сотнями ом. Следовательно, добротность последовательного контура порядка десятков тысяч.

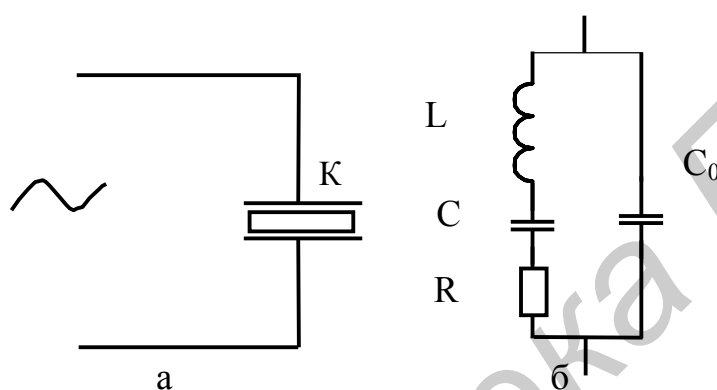


Рис. 1.14. Условное изображение (а) и эквивалентная схема (б) кварцевой пластины с кварцедержателем

Статическая емкость кварцедержателя  $C_0$  равна 10...40 пФ, т.е. в сотни раз больше емкости кварца  $C$ . Поэтому собственная резонансная частота кварца как последовательного контура близка к собственной частоте эквивалентного параллельного контура (разница этих частот не превышает десятых долей процента).

Существуют различные схемы кварцевых генераторов. В так называемых осцилляторных схемах используется свойство кварца сохранять индуктивный характер сопротивления в узком диапазоне частот, лежащих между частотами последовательного и параллельного резонанса. Осцилляторные схемы собираются по типу трехточечных. Кварц включается в такие участки схемы, сопротивление которых для выполнения фазового условия самовозбуждения должно иметь индуктивный характер.

## 1.9. LC-генераторы на приборах с отрицательным сопротивлением

Незатухающие колебания в контуре возможны только в том случае, когда его сопротивление потерь равно нулю. Поскольку любой реальный контур обладает потерями, то получение в контуре незатухающих колебаний можно рассматривать как результат внесения в него некоторого отрицательного сопротивления, компенсирующего его положительное сопротивление потерь.

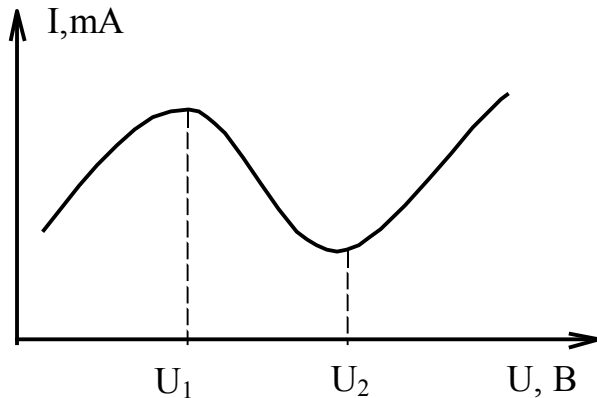


Рис. 1.15. Вольт-амперная характеристика отрицательного сопротивления

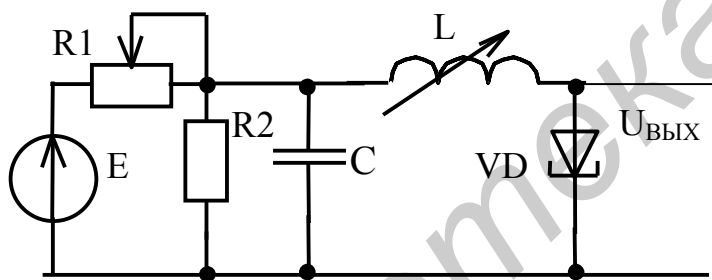


Рис. 1.16. Схема LC-генератора на туннельном диоде

Роль такого отрицательного сопротивления играет нелинейный элемент генератора вместе с источником питания. Рассматривая устройство с отрицательным сопротивлением как некоторый двухполюсник, можно построить его вольт-амперную характеристику  $i = f(u)$  (рис.1.15). Характерной особенностью этой характеристики является наличие падающего участка. В интервале напряжений от  $u_1$  до  $u_2$  сопротивление этого двухполюсника является отрицательной величиной, т.е. увеличению напряжения соответствует уменьшение тока. В этом случае двухполюсник не потребляет, а отдает энергию во внешнюю цепь. Заметим, что двухполюсник проявляет свойства отрицательного сопротивления только по отношению к переменным токам и напряжениям.

Простейшим примером генератора с отрицательным сопротивлением может служить LC-генератор на туннельном диоде, показанный на рис. 1.16.

## 1.10. RC-генераторы

Генераторы с колебательным контуром незаменимы как источники высокочастотных колебаний. Для генерирования низких частот (ниже 15...20 кГц) они неудобны, так как колебательный контур получается слишком громоздким и трудно перестраиваемым. Поэтому на этих частотах используют RC-генераторы.



### 1.10.1. Однокаскадная схема RC-генератора

Отличие этого генератора от обычного LC-генератора заключается в том, что вместо нагрузочного колебательного контура здесь применено обычное омическое сопротивление, а обратная связь осуществляется при помощи специального четырехполюсника, составленного из конденсаторов и резисторов. Для получения устойчивой генерации на какой-либо частоте необходимо, чтобы

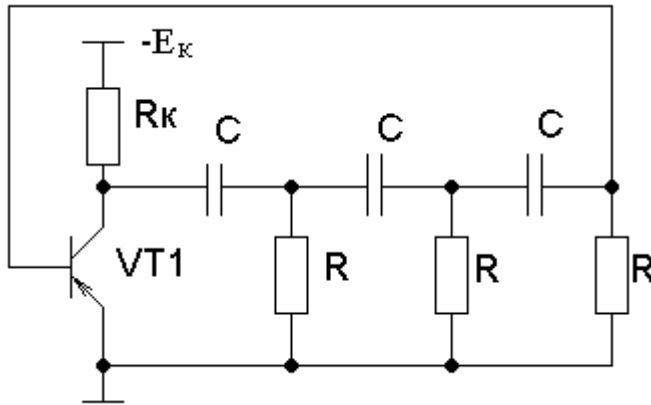


Рис.1.17. Однокаскадная схема RC-генератора

сумма фазовых сдвигов при обходе замкнутого кольца обратной связи равнялась  $2\pi$ , а коэффициент усиления транзистора являлся величиной, обратной коэффициенту обратной связи

Однокаскадный апериодический усилитель (рис.1.17) осуществляет сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями, равный  $180^\circ$ . Недостающие  $180^\circ$  для выполнения условия баланса фаз должен обеспечить четырехполюсник обратной связи, выделенный пунктирной линией на рис.1.18.

Найдем условие самовозбуждения однокаскадной схемы RC-генератора в терминах квазилинейной теории автогенератора.

Поскольку эквивалентная схема данного генератора (см. рис.1.18) приводится к виду обобщенной, то для нее можно сразу же записать условие самовозбуждения

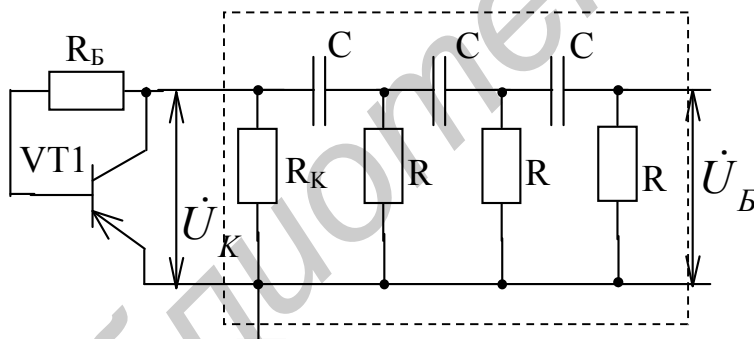


Рис.1.18. Эквивалентная схема RC-генератора

Поскольку в реальных схемах  $R_K \ll R$ , то принимаем  $Z_K \approx R_K$ . Теперь надо определить величину коэффициента обратной связи. Поскольку

$$S_{CP} \geq \frac{1}{(k_{o.c} - D) Z_K}.$$

то

$$k_{o.c} = -\frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_K}, \quad \dot{U}_B = \dot{I}_3 R,$$

$$k_{o.c} = -\frac{\dot{I}_3 R}{\dot{U}_K}.$$

Теперь задача свелась к вычислению величины контурного тока  $\dot{I}_3$ . Чтобы найти этот ток, составим систему из трех уравнений с тремя неизвестными токами  $\dot{I}_1$ ,  $\dot{I}_2$ ,  $\dot{I}_3$ . Имеем

$$\begin{cases} (R + \frac{1}{i\omega C}) \dot{I}_1 - R \dot{I}_2 & = \dot{U}_K, \\ -R \dot{I}_1 + (2R + \frac{1}{i\omega C}) \dot{I}_2 - R \dot{I}_3 & = 0, \\ -R \dot{I}_2 + (2R + \frac{1}{i\omega C}) \dot{I}_3 & = 0. \end{cases}$$

Величину тока  $\dot{I}_3$  найдем из выражения

$$\dot{I}_3 = \frac{\Delta_3}{\Delta},$$

где

$$\begin{aligned} \Delta &= \begin{vmatrix} R + \frac{1}{i\omega C} & -R & 0 \\ -R & 2R + \frac{1}{i\omega C} & 0 \\ 0 & -R & 2R + \frac{1}{i\omega C} \end{vmatrix} = \\ &= R^3 \left[ 1 - 5 \frac{1}{\omega^2 RC} + i \left( \frac{1}{\omega^3 RC} - \frac{6}{\omega RC} \right) \right] = R^3 [1 - 5\alpha^3 + i(\alpha^3 - 6\alpha)]. \end{aligned}$$

Здесь мы ввели обозначение

$$\alpha = \frac{1}{\omega RC}.$$

Определитель

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} R + \frac{1}{i\omega C} & -R & \dot{U}_k \\ -R & 2R + \frac{1}{i\omega C} & 0 \\ 0 & -R & 0 \end{vmatrix} = \dot{U}_k (-1)^4 R^2 = \dot{U}_k R^2.$$

Для искомого тока получаем

$$\dot{I}_3 = \frac{\dot{U}_k}{R} \frac{1}{1 - 5\alpha^2 + i(\alpha^3 - 6\alpha)}.$$

Подставляя полученное значение тока  $\dot{I}_3$  в выражение для коэффициента обратной связи, имеем

$$k_{O.C} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 + i(\alpha^3 - 6\alpha)}.$$

Теперь можно составить выражение, определяющее условие самовозбуждения однокаскадной схемы RC-автогенератора. Имеем

$$S_{CP} \geq \frac{1}{\left(\frac{1}{1 - 5\alpha^2 + i(\alpha^3 - 6\alpha)} - D\right)R_K}.$$

Из условия баланса фаз

$$\alpha^3 - 6\alpha = 0$$

найдем частоту генерируемых колебаний  $\omega = \frac{1}{RC\sqrt{6}}$ .

Условие баланса амплитуд

$$S_{CP} \geq \frac{1}{\left(\frac{1}{5\alpha^2 - 1} - D\right)R_K} = \frac{1}{\left(\frac{1}{29} - D\right)R_K}.$$

Отсюда делаем вывод, что коэффициент усиления усилителя генератора должен быть больше 29.

### 1.10.2. Двухкаскадная схема RC-генератора

Двухкаскадная схема RC-генератора приведена на рис.1.19. Здесь необходимый для генерирования автоколебаний баланс фаз обеспечивается двумя ступенями усиления на сопротивлениях: каждый усилительный каскад поворачивает фазу колебания на  $180^\circ$ . Назначение вспомогательной цепи C1R1C2R2

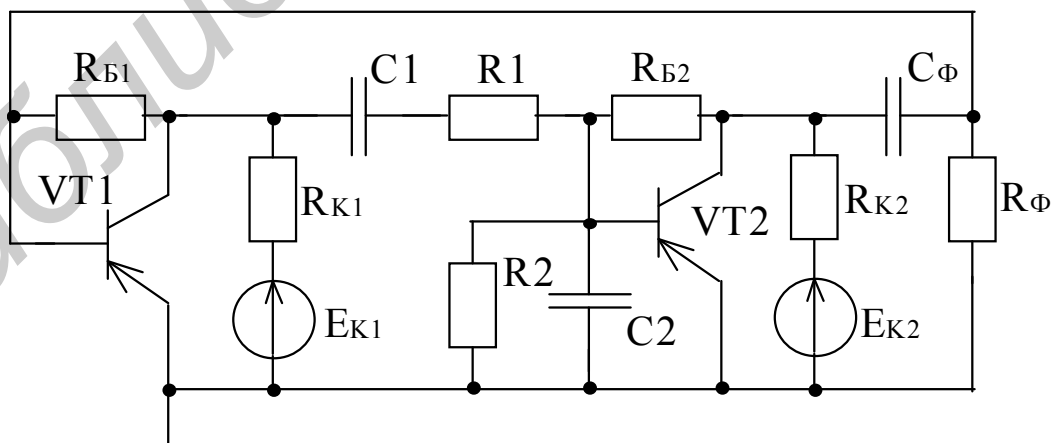


Рис.1.19. Двухкаскадная схема RC-генератора

заключается в том, чтобы обеспечивать выполнение баланса фаз на частоте генерации и нарушать его на всех других частотах. Емкость  $C_\phi$  на выходе второго каскада выбирается настолько большой, чтобы на частоте генерации сопротив-

ление конденсатора являлось очень малым по сравнению с сопротивлением резистора  $R_\phi$ . Поэтому цепочка  $R_\phi C_\phi$  не создает заметного сдвига фаз.

Найдем условия самовозбуждения этой схемы в терминах квазилинейной теории автогенератора.

Представим схему двухкаскадного генератора в виде обобщенной схемы (рис. 1.20). Отсюда следует, условие самовозбуждения схемы можно записать в виде

$$S_{CP} \geq \frac{1}{(k_{O.C} - D) Z_K}$$

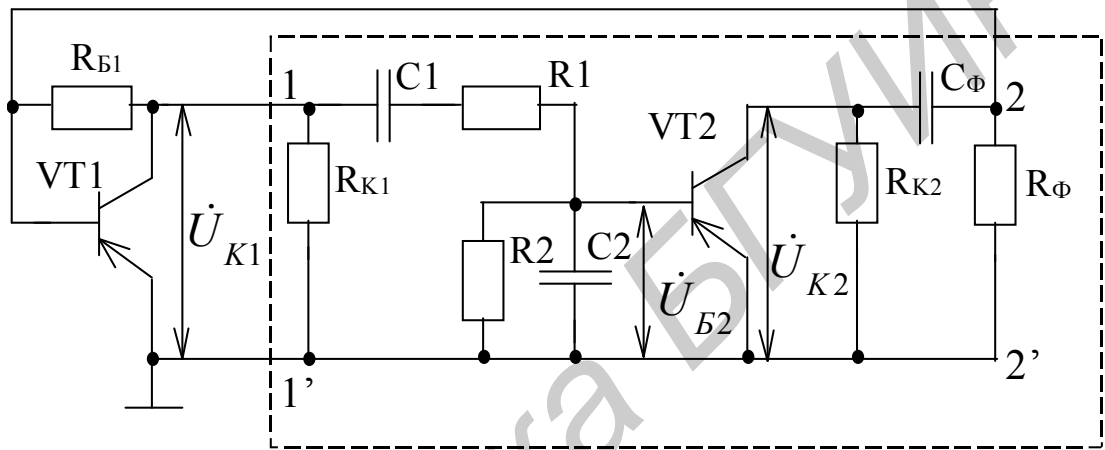


Рис. 1.20. Эквивалентная схема двухкаскадного RC-генератора

Легко видеть, что входное сопротивление четырехполюсника обратной связи  $Z_K \approx R_{K1}$ . Определим теперь величину коэффициента обратной связи

$$k_{O.C} = -\frac{\dot{U}_{B1}}{\dot{U}_{K1}} = -\frac{\dot{U}_{B1}}{\dot{U}_{B2}} \frac{\dot{U}_{B2}}{\dot{U}_{K1}}$$

Так как

$$\frac{\dot{U}_{B1}}{\dot{U}_{B2}} = -|K_2|,$$

то

$$k_{O.C} = |K_2| \frac{\dot{U}_{B2}}{\dot{U}_{K1}}$$

и задача сводится к определению отношения  $\dot{U}_{B2}/\dot{U}_{K1}$ , поскольку  $|K_2|$  представляет собой не что иное, как коэффициент усиления второго каскада усилителя генератора.

Из схемы рис. 1.20 легко видеть, что

$$\dot{U}_{B2} / \dot{U}_{K1} = Z2 / (Z1 + Z2) = \frac{1}{1 + \frac{Z1}{Z2}},$$

где  $Z1 = R1 + \frac{1}{i\omega C}$ , а  $\frac{1}{Z2} = \frac{1}{R2} + i\omega C2$ .

Для коэффициента обратной связи получаем

$$k_{O.C} = \frac{|K_2|}{1 + \frac{R1}{R2} + \frac{C2}{C1} + i(\omega R1 C2 - \frac{1}{\omega R2 C1})}.$$

Условие самовозбуждения принимает вид

$$S_{CP} \geq \frac{1}{\left[ \frac{|K_2|}{1 + \frac{R1}{R2} + \frac{C2}{C1} + i(\omega R1 C2 - \frac{1}{\omega R2 C1})} - D \right] R_{K1}}.$$

Из условия баланса фаз

$$\omega R1 C2 - \frac{1}{\omega R2 C1} = 0$$

найдем частоту генерируемых колебаний

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R1 R2 C1 C2}}.$$

Условие возникновения колебаний

$$S_{CP} \geq \frac{1}{\left( \frac{|K_2|}{1 + \frac{R1}{R2} + \frac{C2}{C1}} - D \right) R_{K1}}.$$

Если  $R1 = R2 = R$ ,  $C1 = C2 = C$ , тогда  $\omega = \frac{1}{RC}$ ,

$$S_{CP} \geq \frac{1}{\left( \frac{|K_2|}{3} - D \right) R_{K1}}.$$

Рассмотрим особенности RC-генераторов, сравнив их с LC-генераторами. Прежде всего отметим, что частота генерируемого RC-генератором колебания обратно пропорциональна емкости, а частота LC-генератора  $\omega = 1/\sqrt{LC}$ ; это позволяет сделать вывод, что на практике одним и тем же конденсатором в схеме RC-генератора можно перекрыть более широкий диапазон частот, чем в схеме LC-генератора.

Легко видеть, что схема RC-генератора совершенно беззащитна относительно влияния на форму генерируемого колебания продуктов нелинейного усиления при их генерировании. Поэтому режим работы RC-генератора должен выбираться более тщательно, чем режим работы LC-автогенератора.

Для сохранения правильного режима работы RC-генераторы должны работать на большое нагрузочное сопротивление, т.е. являются источниками напряжения. Для получения значительной мощности RC-генератор обычно дополняется одной или двумя ступенями усиления.

### 1.10.3. Необходимость введения автоматической регулировки усиления в RC-генераторах

В отличие от LC-генераторов в RC-генераторах отсутствует фильтрация неизбежно возникающих в нелинейной схеме высших гармоник. Для поддержания постоянной амплитуды выходного напряжения в эмиттерную цепь схемы RC-генератора включают термосопротивление, т.е. сопротивление, изменяющее свою величину в зависимости от его нагрева протекающим по нему током. При увеличении переменной составляющей эмиттерного тока (рабочая точка смещается при этом вправо) на эмиттерном сопротивлении увеличивается падение напряжения, что приводит к снижению напряжения между эмиттером и базой. Это ведет к снижению коллекторного, а следовательно, и эмиттерного тока, в результате чего рабочая точка смещается влево от первоначального положения. Таким образом получается автоматическая регулировка амплитуды генерируемых колебаний. Важно отметить, что при этом нелинейное сопротивление, обладая тепловой инерцией, не вносит нелинейных искажений в схему RC-генератора, т.е. не нарушает синусоидальную форму генерируемых колебаний. Пример схемы автогенератора со стабилизацией положения рабочей точки на сквозной динамической характеристике нелинейным резистором приведен на рис.1.21.

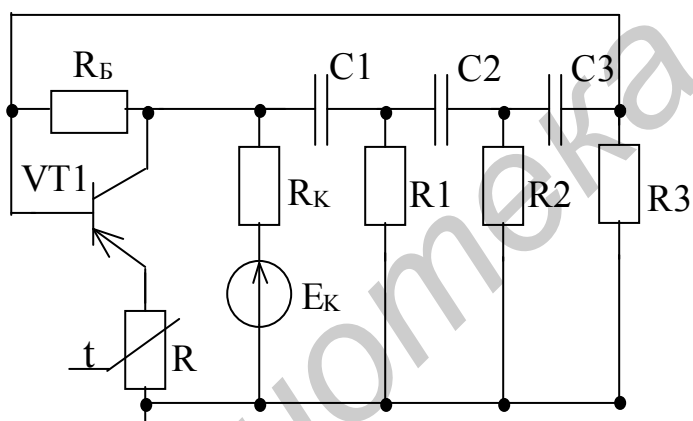


Рис. 1.21. Схема RC-генератора со стабилизацией положения рабочей точки на сквозной динамической характеристике нелинейным резистором

Кроме использования инерционной нелинейности в эмиттерной цепи транзистора, на котором собран RC-генератор, предусматривается схема автоматической регулировки и стабилизации уровня выходного напряжения. Такая схема при увеличении выходного напряжения уменьшает коэффициент усиления таким образом, чтобы в автогенераторе установился стационарный режим при выходном напряжении, соответствующем линейному режиму работы усилителя. Одна из возможных схем автоматической регулировки и стабилизации уровня выходного напряжения автогенератора приведена на рис.1.22.

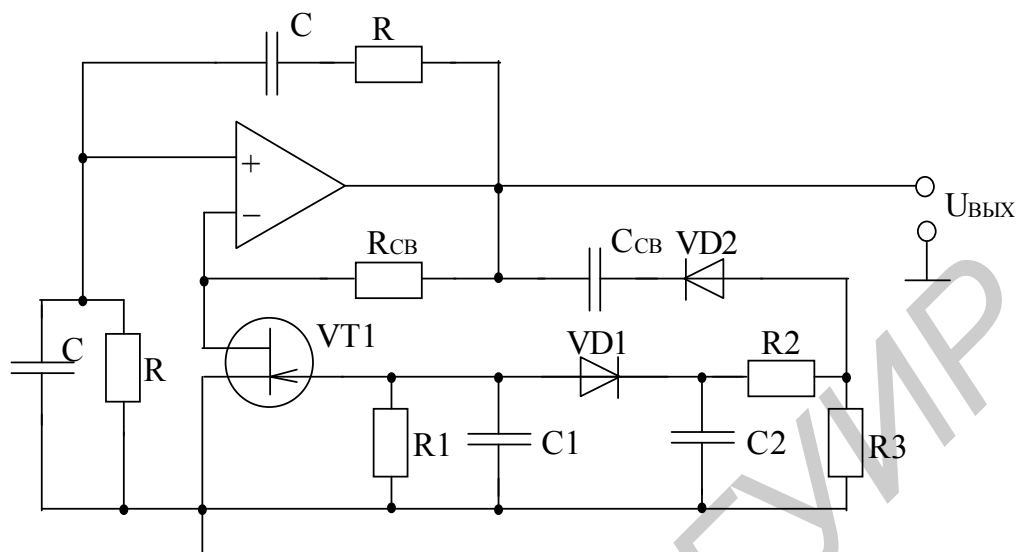


Рис. 1.22. Пример схемы RC-генератора с автоматической регулировкой амплитуды генерируемого сигнала

## 2. ГЕНЕРАТОРЫ РЕЛАКСАЦИОННЫХ КОЛЕБАНИЙ

### 2.1. Мультивибраторы

Мультивибратором называется релаксационный генератор импульсов почти прямоугольной формы сравнительно большой длительности при небольшой скважности, в схемном отношении представляющий собой двухкаскадный усилитель на резисторах, вход которого соединен с выходом. Мультивибраторы могут работать в трех режимах: автоколебательном, синхронизации и ждущем. В автоколебательном и ждущем режимах мультивибратор работает как генератор с самовозбуждением, а в режиме синхронизации на него воздействует синхронизирующее напряжение, в результате чего частота колебаний мультивибратора оказывается равной или кратной частоте синхронизирующего напряжения. В ждущем режиме мультивибратор вырабатывает импульсы только тогда, когда на его вход поступают запускающие импульсы.

### 2.1.1. Симметричный транзисторный мультивибратор

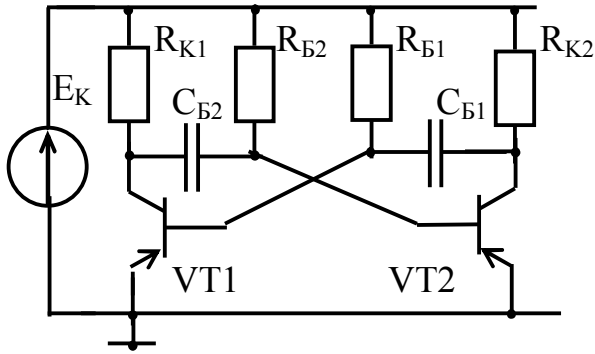


Рис. 2.1. Схема транзисторного мультивибратора

ра приведены на рис. 2.2. Рассмотрение процессов в этом мультивибраторе, работающем в автоколебательном режиме, начнём с момента, когда транзистор VT1 насыщен, а транзистор VT2 заперт, конденсатор  $C_{B1}$  разряжен, конденсатор  $C_{B2}$  заряжен до напряжения  $-E_K$ . С этого момента конденсатор  $C_{B1}$  начинает заряжаться от источника питания  $-E_K$ , через резистор  $R_{K2}$  и эмиттерный переход насыщенного транзистора VT1 с постоянной времени  $\tau_3 = C_{B1}R_{K2}$  (рис. 2.3, а). А заряженный конденсатор  $C_{B2}$  перезаряжается под влиянием напряжения  $-E_K$ , и напряжение на самом конденсаторе формируется током, протекающим по цепи:  $+E_K$  (корпус), открытый транзистор VT1, конденсатор  $C_{B2}$ , резистор  $R_{B2}$ ,  $-E_K$  с постоянной времени  $\tau_P = C_{B2}R_{B2}$  (рис. 2.3, б).

Потенциал коллектора открытого транзистора VT1:

$$U_{K1} = -(E_K - I_{K.H} R_K) \approx (0,1 \dots 0,2) \text{ В,}$$

где  $I_{K.H}$  – ток насыщения открытого транзистора.

Потенциал коллектора закрытого транзистора VT2:

$$U_{K2} \approx -E_K,$$

а потенциал его базы, оставаясь положительным, экспоненциально убывает (рис.2.3, в):

$$U_{B2} = U_{C1} - U_{K1} \approx U_{C1} = -U_{K1} + 2U_{K1} e^{-t/\tau_P}.$$

Оценим параметры генерируемых импульсов. Длительность  $\tau_{и}$  отрицательного импульса напряжения, формирующегося на коллекторе закрывшегося транзистора, можно оценить из условия

$$U_B = -U_{K1} + 2U_{K1} e^{-\tau_{и}/\tau_P} = U_{omn} \approx 0,$$

В приведенной на рис. 2.1 схеме мультивибратора будем считать, что  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ ,  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ ,  $C_{B1} = C_{B2} = C_B$ , а транзисторы VT1 и VT2 имеют идентичные характеристики. Временные диаграммы напряжения мультивибратора

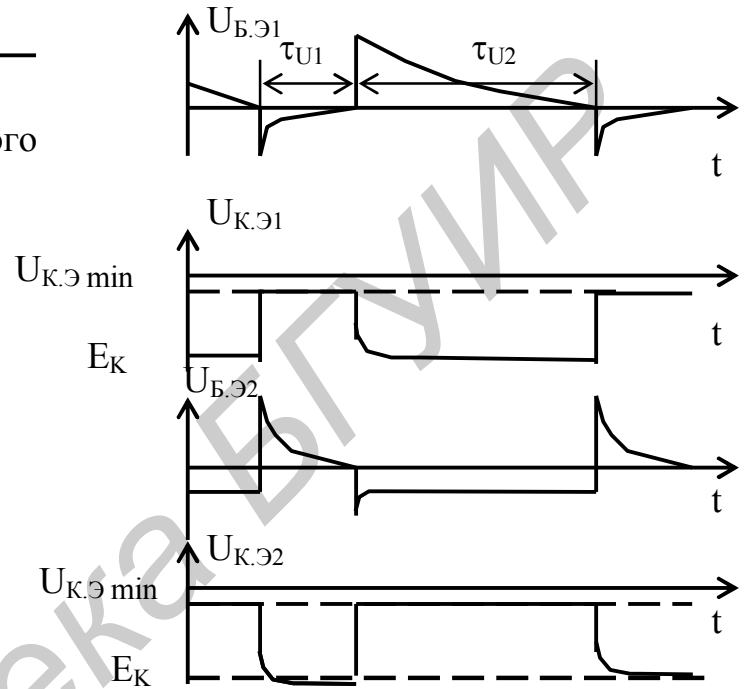


Рис. 2.2. Временные диаграммы напряжений мультивибратора



откуда  $\tau_{II} = C_B R_B \ln 2 \approx 0,7 C_B R_B$ .

Активная длительность фронта этого напряжения  $\tau_{\phi} \approx 3\tau_3 = 3C_B R_K$ .

Период колебаний в схеме симметричного мультивибратора  $T = 1,4 C_B R_B$ .

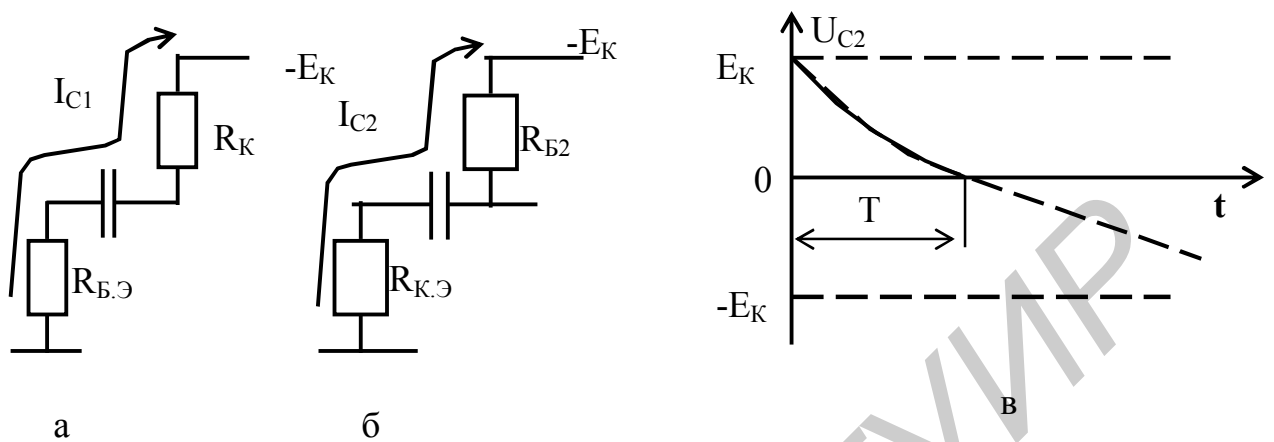


Рис. 2.3. Эквивалентные схемы заряда конденсатора  $C_1$  (а), разряда конденсатора  $C_2$  (б) и форма напряжения на конденсаторе  $C_2$  (в)

### 2.1.2. Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью

Схема ждущего мультивибратора с эмиттерной связью и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу, приведены на рис. 2.4 и 2.5 соответственно. В исходном состоянии транзистор  $VT_1$  заперт напряжением, создаваемым током открытого транзистора  $VT_2$  на общем эмиттерном резисторе  $R_Э$ . Регулировка длительности генерируемого импульса в рассматриваемой схеме может осуществляться изменением сопротивления резистора  $R_{B2}$ . Длительность выходного импульса отрицательной полярности снимаемого с коллектора транзистора  $VT_2$

$$\tau_{II} \approx 0,7 C_{B2} R_{B2}.$$

Время восстановления, т.е. время заряда ёмкости  $C_{B2}$  после возвращения схемы в исходное состояние,

$$\tau_B = 4 R_{K1} C_{B2}.$$

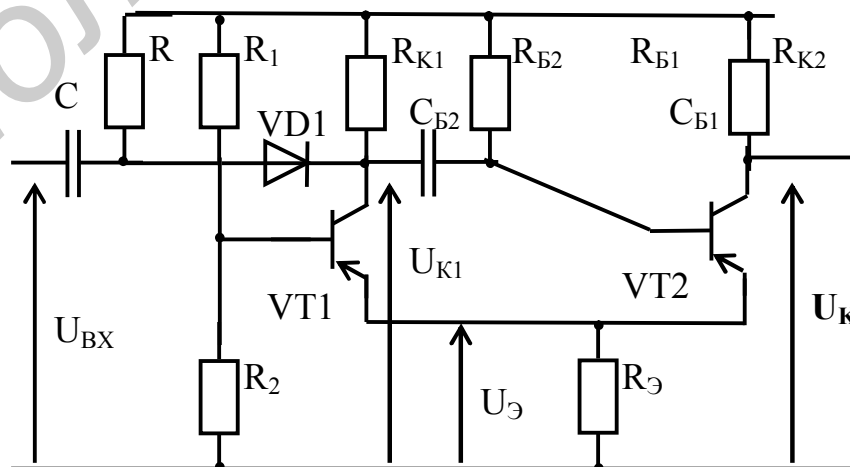


Рис. 2.4. Схема ждущего мультивибратора

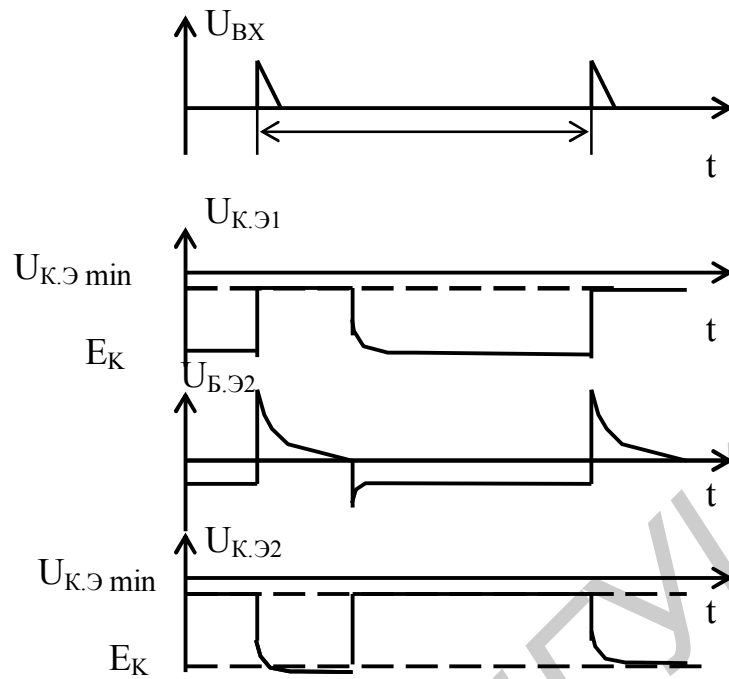


Рис. 2.5. Временные диаграммы напряжений ждущего мультивибратора

### 2.1.3. Особенности реализации мультивибраторов в интегральных схемах

Основными особенностями реализации мультивибраторов в интегральных схемах являются:

- использование отключающих коллекторных диодов для уменьшения длительностей передних и задних фронтов генерируемых импульсов;
- введение в схему мультивибратора нелинейной обратной отрицательной связи, обеспечивающей мягкий режим самовозбуждения схемы и предотвращающей насыщение транзисторов;
- включение в базовые цепи диодных ограничителей для устранения возможности пробоя эмиттерных р-п-переходов в дрейфовых интегральных транзисторах.

В качестве примеров реализации мультивибраторов в интегральных схемах рассмотрим работу самовозбуждающегося мультивибратора на микросхеме К119ГФ2 (рис.2.6).

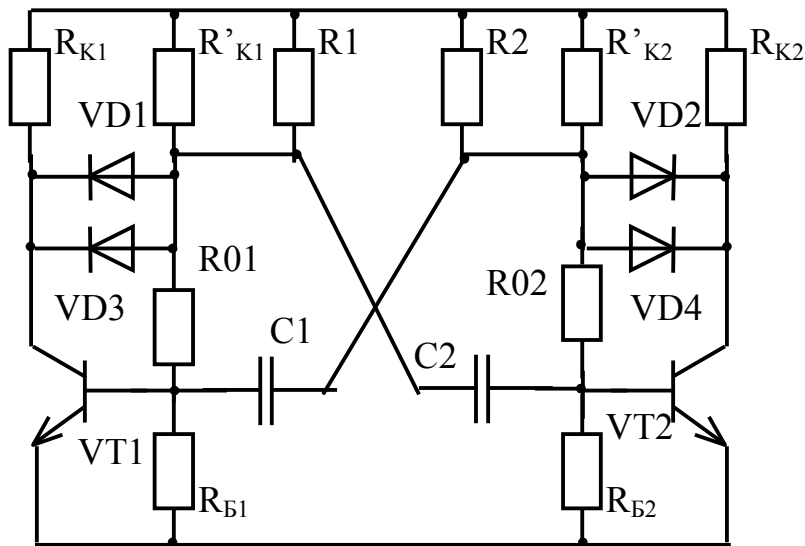


Рис. 2.6. Улучшение формы генерируемых импульсов в мультивибраторе

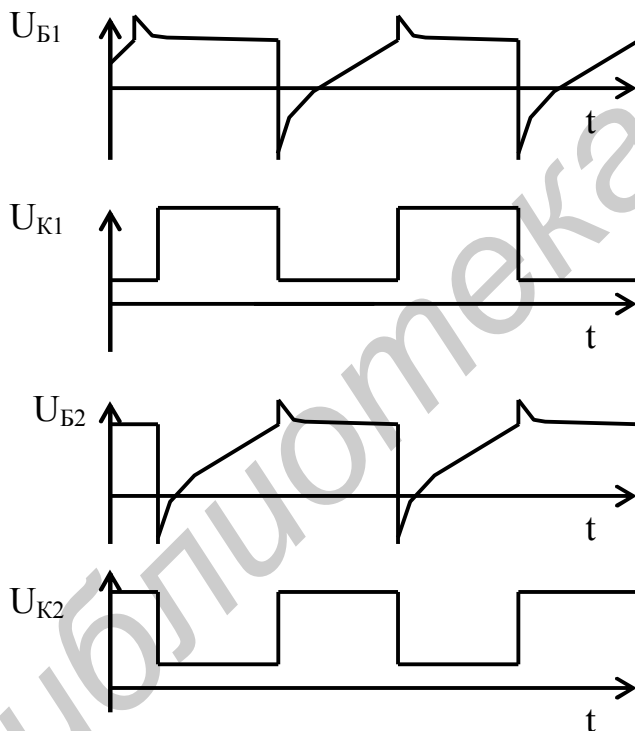


Рис. 2.7. Улучшенная форма импульсов в мультивибраторе

нагрузку в схеме мультивибратора разбивают на две части. Вследствие перезаряда конденсаторов через малое сопротивление  $R_K$  форма генерируемых импульсов значительно улучшается. Минимальная величина  $R_K$  ограничивается условием самовозбуждения схемы.

Для повышения стабильности частоты генерируемых колебаний в цепи баз транзисторов включают диоды  $VD1, VD3$  и  $VD2, VD4$  с малым обратным током.

Интегральная схема К119ГФ2 представляет собой две автономные ключевые схемы, с выходов которых напряжения через навесные конденсаторы связи  $C1$  и  $C2$  подаются на входы противоположных ключей. Для улучшения формы импульсов коллекторного напряжения используются отключающие диоды  $VD1, VD3$  и  $VD2, VD4$  с малым обратным током. При этом токи разряда конденсаторов замыкаются через  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ , а цепь эмиттерного перехода закрытого транзистора оказывается для них практически разомкнутой.

Мягкий режим самовозбуждения обеспечивают насыщенные ключи с нелинейной обратной отрицательной связью. Сопротивления резисторов базовой и коллекторной цепей ключей при их автономной работе выбирают такими, чтобы диоды  $VD1, VD3$  и  $VD2, VD4$  в цепях обратной отрицательной связи при соответственно открытых транзисторах  $VT1$  и  $VT2$  были смещены в прямом направлении.

Временные диаграммы действующих в схеме напряжений приведены на рис.2.7. Часто для улучшения формы генерируемых импульсов коллекторную

нагрузку в схеме мультивибратора разбивают на две части. Вследствие перезаряда конденсаторов через малое сопротивление  $R_K$  форма генерируемых импульсов значительно улучшается. Минимальная величина  $R_K$  ограничивается условием самовозбуждения схемы.

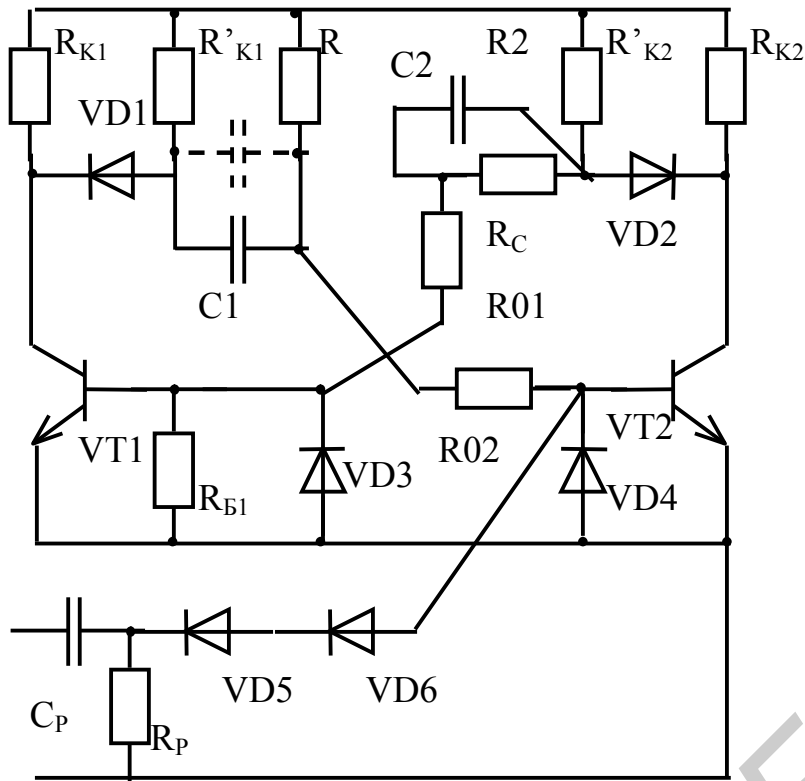


Рис. 2.8. Ждущий мультивибратор в интегральном исполнении

что имеет место при выполнении условия

$$\tau_{\text{вос}1} \approx \tau_{\text{вос}2} \approx C_1 R_{\text{э}} = C_2 R_{\text{э}}$$

При неполном восстановлении напряжений на этих конденсаторах период генерируемых колебаний уменьшается.

В микросхеме К218ГФ2 (рис.2.8) для обеспечения ждущего режима включается навесной резистор  $R_C$ , а навесной конденсатор  $C$ , показанный на рис. 2.8 пунктиром, во время задающей цепи обеспечивает необходимую длительность временно устойчивого состояния  $\tau$ . Диоды  $VD1$  и  $VD2$  являются отключающими, а диоды  $VD3$  и  $VD4$  – параллельными ограничителями.

Временные диаграммы действующих в схеме напряжений приведены на рис.2.9. Сопротивление резистора  $R_C$  выбирают исходя из условий правильной работы ключа на транзисторе  $VT1$ . Оптимальное значение  $R_C$  приводится в паспортных данных на микросхему.

В устойчивом состоянии транзистор  $VT1$  заперт, а транзистор  $VT2$  насыщен. После подачи в момент времени  $t = t_0$  запускающего импульса отрицательной полярности мультивибратор переключается во временно устойчивое

Период генерируемых мультивибратором колебаний при полной симметрии схемы

$$T = (C_1 + C_2)R_{\text{э}}$$

где

$$R_{\text{э}} = \frac{R_{B1}(R1 + R01)}{R_{B1} + R1 + R01} = \frac{R_{B2}(R2 + R02)}{R_{B2} + R2 + R02}$$

Приведенные выражения справедливы при полном восстановлении напряжений на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  за половину периода генерируемых колебаний,

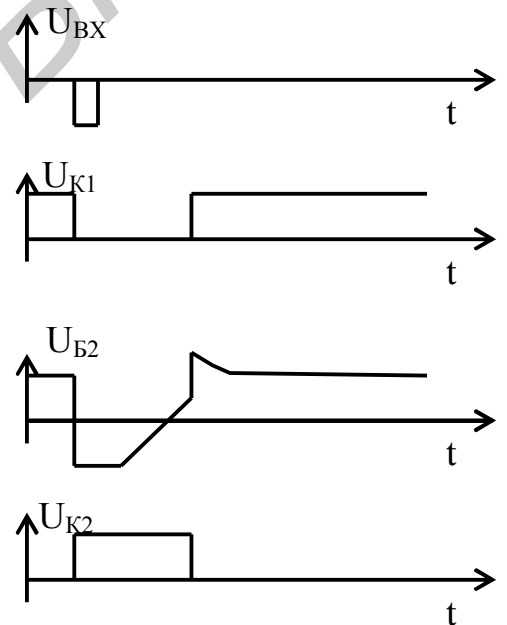


Рис. 2.9. Временные диаграммы ждущего мультивибратора в интегральном исполнении

состояние, транзистор VT1 входит в режим насыщения, а транзистор VT2 закрывается.

Длительность генерируемого импульса  $\tau = 0,35(C_0 + C)R$ .

Это соотношение можно использовать для расчета ёмкости навесного конденсатора  $C$ . Внутренняя ёмкость  $C_0$  оценивается, исходя из паспортных данных на величину  $\tau$  при  $C = 0$ ,  $C_0 = \tau_{ПАС}/0,35R$ . Для микросхемы К218ГФ2  $\tau_{ПАС} = 0,9 \dots 1,5$  мкс, откуда  $C_0 = 180 \dots 300$  пФ.

## 2.2. Триггеры

Триггеры представляют собой бистабильные генераторы прямоугольных импульсов и обладают двумя длительно устойчивыми состояниями равновесия и способностью скачком переключаться из одного состояния равновесия в другое под действием внешнего сигнала. Триггеры обычно имеют два выхода: основной (прямой)  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ . В статических состояниях значения напряжений на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$  значительно отличаются и в логических устройствах соответствуют уровням логической единицы и логического нуля.

### 2.2.1. Симметричный транзисторный триггер

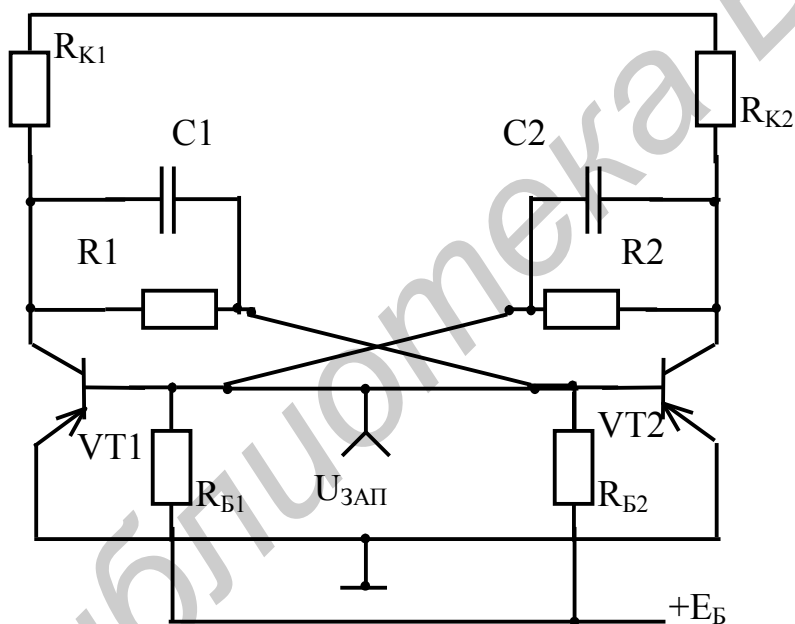


Рис. 2.10. Триггер с отдельным источником смещения

На рис. 2.10 приведены два варианта выполнения схемы транзисторного триггера. Резисторы  $R1$  и  $R2$  передают скачки напряжения с коллектора одного транзистора на базу другого. Для обеспечения более устойчивого опрокидывания схемы эти резисторы шунтируются конденсаторами  $C1$  и  $C2$ , ёмкость которых превосходит ёмкость эмиттерного перехода и составляет обычно  $200 \dots 500$  пФ. Источник смещения  $E_B$  используется для надежного запирающего одного из транзисторов.

Наиболее часто схема выполняется симметричной, для чего выбирают  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ ,  $R1 = R2 = R$ ,  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ ,  $C1 = C2 = C$ , а транзисторы VT1 и VT2 – с идентичными параметрами.

Рассмотрим процессы, протекающие в симметричной схеме триггера. При подключении источника питания к схеме триггера через оба триода могут протекать равные токи  $I_{K1}$  и  $I_{K2}$ . Однако такое состояние схемы не является устойчивым. Достаточно небольшого изменения одного из этих токов, чтобы вся

схема вышла из равновесия, и тогда вследствие развивающегося в ней лавинообразного процесса за весьма короткое время один из транзисторов откроется по обоим переходам и перейдет в насыщенное состояние, а другой транзистор окажется в запертом состоянии. Новое опрокидывание произойдет лишь с приходом запускающего импульса.

Потенциал коллектора запертого транзистора близок к  $-E_K$ . Поскольку сопротивление находящегося в насыщенном состоянии транзистора значительно меньше сопротивления резистора  $R_K$ , то потенциал коллектора открытого транзистора

$$U_{K. \text{отн}} = -E_K + I_{K.H} R_K \approx 0.$$

Определим условия, при обеспечении которых один из транзисторов триггера надежно заперт, в то время как другой транзистор находится в насыщенном состоянии. Потенциал базы запертого транзистора  $U_B$  определяется величиной напряжения источника смещения  $E_B$  и неуправляемого тока коллекторного перехода  $I_{K.O}$ , который, проходя по цепи база–коллектор запертого транзистора, создает падение напряжения на резисторе  $R_B$ , приложенное отрицательным полюсом к базе транзистора. Поэтому для надежного запирания транзистора необходимо, чтобы при максимальном токе  $I_{K.0\text{max}}$  выполнялось условие

$$E_B \geq I_{K.0\text{max}} R_B,$$

при котором база относительно эмиттера имеет положительный потенциал.

Для надежного насыщения нужно обеспечить ток базы

$$I_B \geq I_{B.H} = I_{K.H} / \beta,$$

где  $I_{B.H}$  – ток базы транзистора, соответствующий току насыщения коллектора  $I_{K.H}$ , а  $\beta$  – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Ток базы открытого транзистора  $I_B$  имеет две составляющие. Одна из них  $I'_B$  создается источником  $E_B$  и проходит через резистор  $R_B$  и открытый переход база–эмиттер, так что

$$I'_B = E_B / R_B,$$

или, с учетом знака равенства в предпоследнем соотношении,

$$I'_B = (I_{K.0\text{max}} / R_B) R_B = I_{K.0\text{max}}.$$

Вторая составляющая  $I''_B$  проходит от  $+E_K$  через тот же переход в обратном направлении и резистор  $R_1 = R_2 = R$  к коллектору запертого транзистора, имеющего относительно корпуса потенциал  $-(E_K - I_{K.O} R_K)$ , поэтому абсолютная величина этого тока

$$I''_B = (E_K - I_{K.0\text{max}} R_K) / R.$$

Подставив значения  $I_{K.H} = E_K / R_K$ ,  $I_B = I'_B$ ,  $I_B = I''_B$ , получим условие насыщения:

$$\frac{E_K}{R_R} = \beta \left( \frac{E_K - I_{K.0\text{max}} R_K}{R} - I_{K.0\text{max}} \right),$$

откуда

$$R \leq \frac{\beta R_K (E_K - I_{K.0max} R_K)}{E_K + \beta I_{K.0max}}$$

Чтобы не вводить в схему триггера специальный источник смещения  $E_B$ , используют цепочку автоматического смещения  $R_3 C_3$  (рис.2.11). Ёмкость  $C_3$  выбирают обычно в пределах 1000...5000 пФ, а величина сопротивления резистора  $R_3$  рассчитывается по соотношению

$$R_3 \geq \frac{R_B R_K I_{K.0max}}{E_K - R_B I_{K.0max}}$$

При этом сопротивление резистора  $R$  для обеспечения насыщенного состояния транзистора должно быть

$$R \leq \frac{\beta R_B R_K [E - (R_3 + R_K) I_{K.0max}]}{E_K (R_B + R_K)}$$

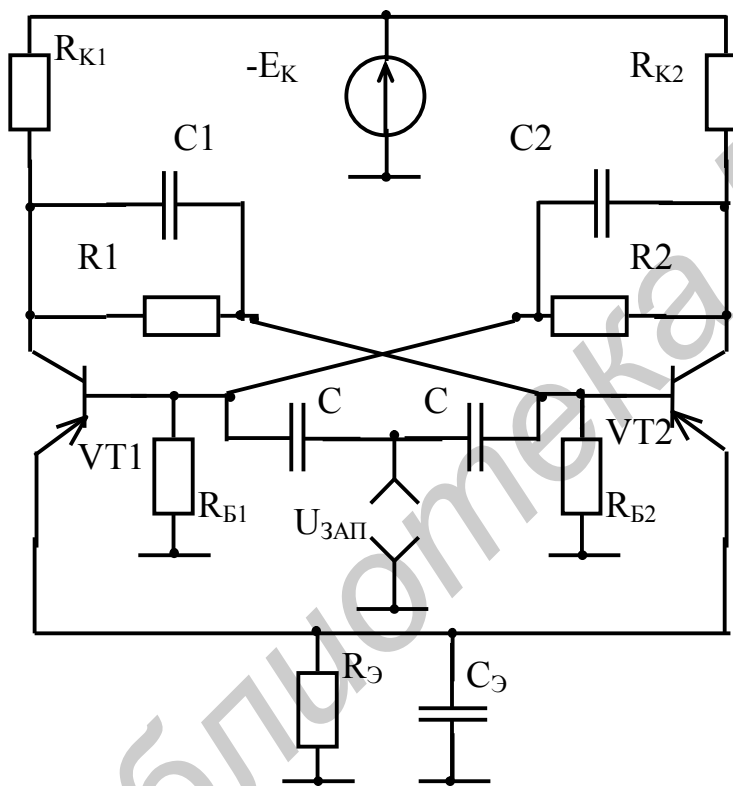


Рис. 2.11. Триггер с автоматическим смещением

В рассматриваемой схеме триггера потенциал эмиттера  $U_3$  через насыщенный транзистор передаётся его коллектору. И вследствие этого потенциал коллектора изменяется в процессе работы триггера приблизительно от минус  $E_K$  (транзистор закрыт) до минус  $U_3$  (транзистор открыт). Амплитуда формируемого импульса

$$U_{ВЫХ} = E_K - U_3.$$

Для обеспечения требуемой амплитуды выходных импульсов напряжение источника питания должно составлять величину

$$E_K = (1, 1...1, 2) U_{ВЫХ} + U_3.$$

На работу триггера существенно влияет нагрузка  $R_H$ . Чтобы свести к минимуму влияние нагрузки, стараются

уменьшить величину сопротивления резистора связи.

### 2.2.2. Несимметричный транзисторный триггер

Схема несимметричного триггера на транзисторах (триггера Шмидта) с эмиттерной связью, широко использующегося для преобразования синусоидального напряжения в прямоугольные импульсы и в качестве дискриминатора (различителя) амплитуд или сравнивающего устройства, приведена на рис. 2.12. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу этого триггера при синусоидальном входном напряжении, показаны на рис. 2.13.

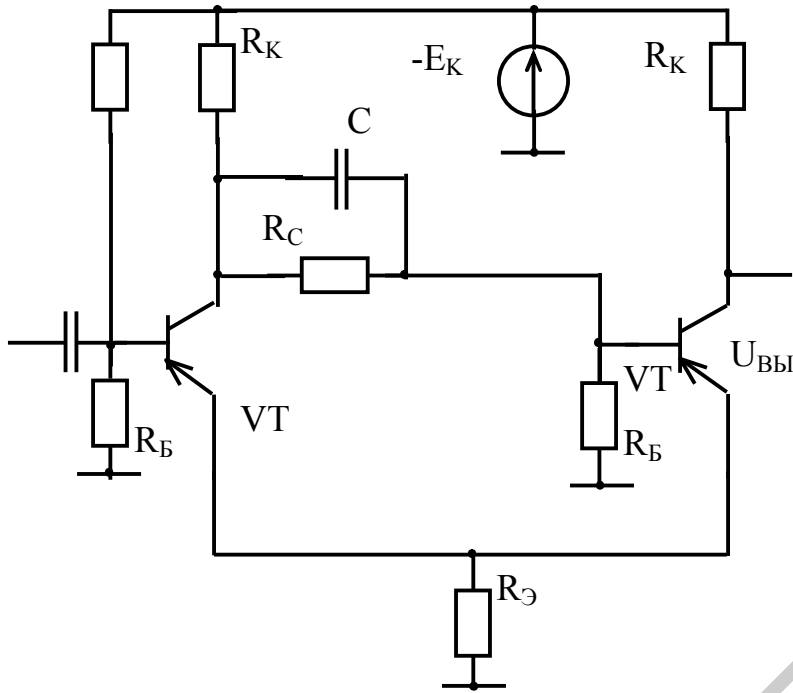


Рис. 2.12. Схема несимметричного триггера

В исходном состоянии транзистор VT2 находится в насыщенном состоянии. При этом резисторы  $R_{K1}$ ,  $R_{K2}$ ,  $R_C$ ,  $R_B$  и  $R_3$  образуют делитель напряжения, сопротивления одного плеча которого ( $R1$ ) определяются равенством

$$R1 = \frac{R_{K2}(R_{K1} + R_C)}{R_{K1} + R_{K2} + R_C},$$

а второго ( $R2$ ) – равенством

$$R2 = \frac{R_B R_3}{R_B + R_3}$$

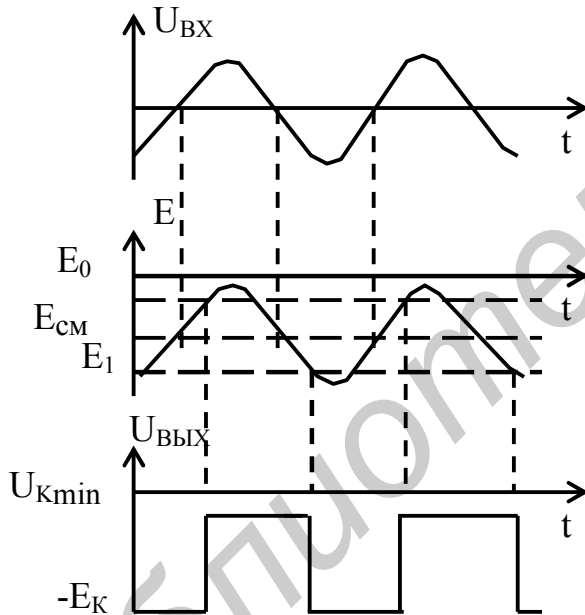


Рис. 2.13. Временные диаграммы напряжений несимметричного триггера при гармоническом воздействии

Напряжение на эмиттере транзисторов соответствует напряжению на  $R2$ :

$$U_3 = \frac{E_K R_2}{R_1 + R_2}.$$

Так как обычно резисторы  $R_{K2}$  и  $R_3$  – низкоомные (по сравнению с  $R_C$  и  $R_B$ ), то  $R1 \approx R_{K2}$  и  $R2 \approx R_3$ . Поэтому

$$U_3 = \frac{E_K R_3}{R_3 + R_{K2}}.$$

При входном напряжении  $e(t) < U_3$  транзистор VT1 заперт, что и предполагалось при расчете  $U_3$ . Запирающее напряжение на эмиттерном переходе VT1  $E_{Б,Э1} = U_3 - e(t)$ . Напряжение на коллекторе VT2, соответствующее выходному напряжению, имеет низкий уровень:

$$U_1 = U_3 + U_{K,Э2} \approx U_3.$$

При увеличении напряжения  $e(t)$  запирающее напряжение на эмиттерном переходе транзистора VT1 уменьшается и при  $e(t) = U_3$  превысит нулевой уровень. В схеме начинается процесс переключения. Таким образом, напряжение  $e(t) = e_{01} = U_3$  можно назвать порогом срабатывания. Отпирание транзистора VT1 приводит к понижению напряжения на его коллекторе. Образующийся перепад напряжения через делитель  $R_C - R_B$  поступает на базу транзистора VT2, в результате чего транзистор VT2 выходит из режима насыщения и начинает за-



пираться. Коллекторный и эмиттерный токи транзистора VT2 уменьшаются, что приводит к уменьшению напряжения на  $R_Э$ , т.е. на эмиттерах транзисторов. Из-за уменьшения напряжения на эмиттере отпирающее напряжение на эмиттерном переходе транзистора VT1 увеличивается, что приводит к увеличению коллекторного тока этого транзистора и снижению напряжения на коллекторе. Процесс переключения развивается лавинообразно, и триггер возвращается в исходное состояние.

### 2.2.3. Схемы запуска триггера

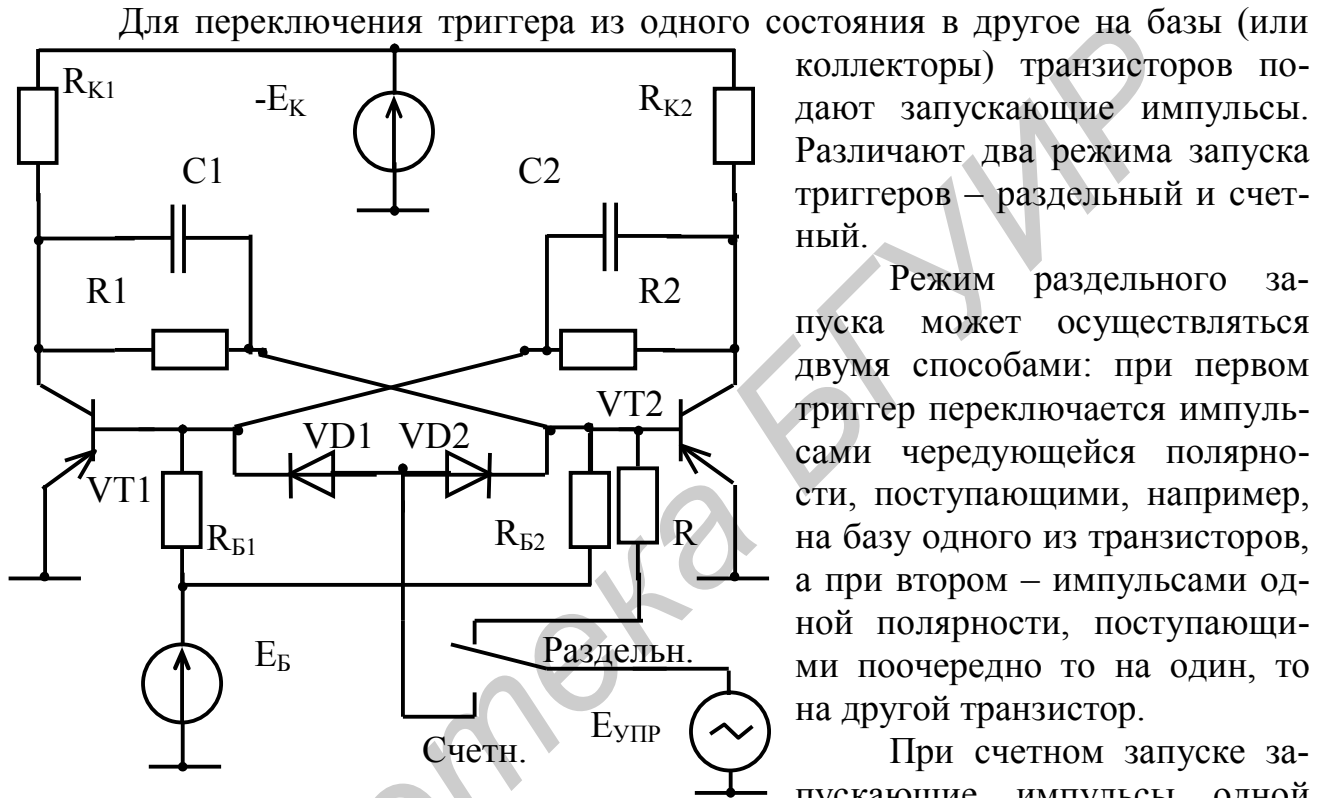


Рис.2.14. Схема триггера с отдельным и счетным запусками

При счетном запуске запускающие импульсы одной полярности поступают сразу на оба транзистора. В приведенной на рис. 2.14 схеме триггера положительные импульсы через диоды VD1 и VD2 поступают одновременно на базы обоих транзисторов. Если в исходном состоянии транзистор VT1 был закрыт, то под действием запускающего импульса положительной полярности закрывается и транзистор VT2. Таким образом, пока действует входной сигнал, оба транзистора находятся в закрытом состоянии. По окончании действия запускающего импульса триггер должен обязательно изменить свое состояние, т.е. транзистор VT2 должен закрыться, а транзистор VT1 открыться (рис. 2.15).

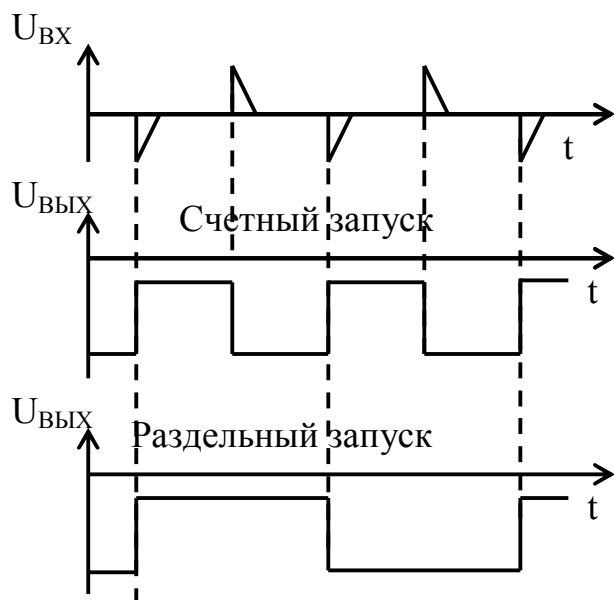


Рис. 2.15. Временные диаграммы несимметричного триггера при различных режимах запуска

Если бы отсутствовали ускоряющие конденсаторы, процесс переключения триггера после окончания входного импульса мог бы развиваться в любом направлении, т.е. возможным был бы сбой триггера. Однако наличие ускоряющих конденсаторов приводит к тому, что после окончания входного импульса (если он достаточно короткий) симметрия схемы нарушается, так как конденсатор  $C1$  оказывается заряженным почти до напряжения источника питания, а конденсатор  $C2$  почти полностью разряжен. За время действия входного импульса эти напряжения изменяются не-

значительно. Поэтому в первый момент после окончания запускающего импульса, когда оба транзистора еще находятся в закрытом состоянии, напряжение на конденсаторе  $C1$  направлено встречно напряжению питания и ток через этот конденсатор в базу транзистора  $VT2$  не поступает. В то же время напряжение на конденсаторе  $C2$  хоть и направлено также встречно напряжению питания, но значительно меньше его. Поэтому в базу транзистора  $VT1$  начинает течь ток от источника питания. Это и приводит к открыванию транзистора  $VT1$ , что, в свою очередь, вызывает разрядный ток от конденсатора  $C1$ , поддерживающий закрытое состояние транзистора  $VT2$ . В результате триггер переходит в противоположное исходному состояние. С приходом следующего импульса триггер перебрасывается в обратном направлении.

Таким образом, конденсаторы  $C1$  и  $C2$  выполняют роль элементов внутренней памяти триггера, запоминая его предыдущее состояние. Вот почему длительность запускающего импульса должна быть небольшой, так как в ином случае за время его действия начальные напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  могут значительно измениться и окажется возможным сбой триггера.

Из диаграммы выходного напряжения триггера при счетном запуске видно, что частота переключения триггера вдвое меньше частоты следования входных импульсов. Таким образом, триггер со счетным запуском можно использовать в качестве бинарного делителя частоты следования импульсов.

В отличие от раздельного запуска режим счетного запуска критичен к длительности и амплитуде запускающих импульсов.

### 2.3. Блокинг-генераторы

Блокинг-генератор представляет собой однокаскадный генератор коротких импульсов, в котором положительная обратная связь входной и выходной цепей обеспечивается за счет использования импульсного трансформатора. Как и мультивибраторы, блокинг-генераторы могут работать в режимах: ждущем, синхронизации и автоколебательном.

### 2.3.1. Транзисторный блокинг-генератор

В практических схемах транзисторных блокинг-генераторов транзистор может быть включен по схеме с общей базой либо с общим эмиттером.

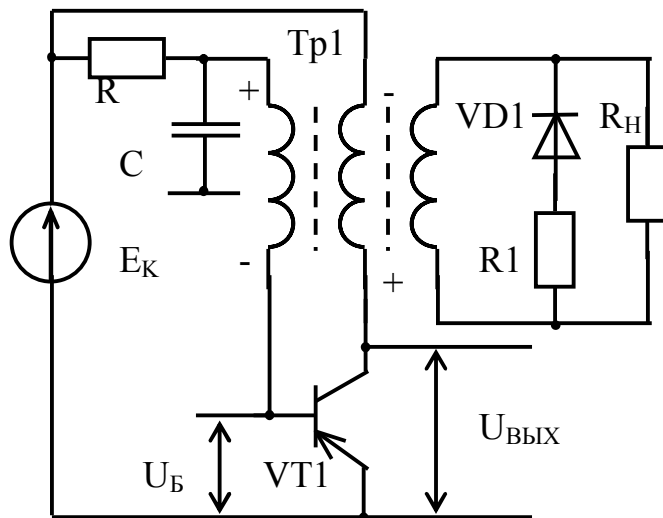


Рис.2.16. Схема блокинг-генератора

Изучим работу схемы блокинг-генератора, приведенную на рис.2.16. Изучение удобно начать с момента, когда транзистор VT1 заперт напряжением  $U$  на базовом конденсаторе  $C$  и происходит медленный разряд этого конденсатора по цепи: положительно заряженная обкладка конденсатора  $C$ , резистор  $R$ , источник коллекторного питания, отрицательно заряженная обкладка. В процессе разряда конденсатора  $C$ , в течение которого формируется пауза  $\tau_n$  между импульсами, напряжение на конденсаторе  $U_C$  стремится измениться от  $U$  до  $-E_k$ , так что

$$U_C = -E_k + (U + E_k) \exp(-t / \tau_p),$$

где  $\tau_p = RC$  – постоянная времени цепи разряда конденсатора  $C$ .

По мере разряда конденсатора  $C$  напряжение на базе транзистора уменьшается и в какой-то момент времени эмиттерный переход транзистора отпирается. При этом через транзистор VT1 и коллекторную обмотку трансформатора Tr1 начинает проходить ток  $i_k$ , вызывающий появление ЭДС самоиндукции  $e_1$  и взаимной индукции  $e_2$ , полярности которых указаны на рис.2.16. Под действием этих ЭДС напряжение на коллекторе  $U_k = -E_k + e_1$  становится менее отрицательным, а напряжение  $U_b = e_2$ , приложенное к базе транзистора при правильном включении базовой обмотки трансформатора, – более отрицательным. Это приводит к ещё большему отпираанию эмиттерного перехода, в результате чего коллекторный ток увеличивается, что вызывает дальнейшее повышение  $U_k$  и снижение  $U_b$ . Развивается лавинообразный процесс, заканчивающийся переходом рабочей точки в область насыщения, когда дальнейшее увеличение базового тока перестает вызывать увеличение коллекторного тока. Напряжение на коллекторе возрастает на величину  $U_m$  (рис. 2.17) и становится равным  $U_{k \min} = -E_k + U_m$ , а напряжение на базе транзистора достигает максимального отрицательного значения  $U_{b \max} = -nU_m$ , где  $n$  – коэффициент трансформации импульсного трансформатора.

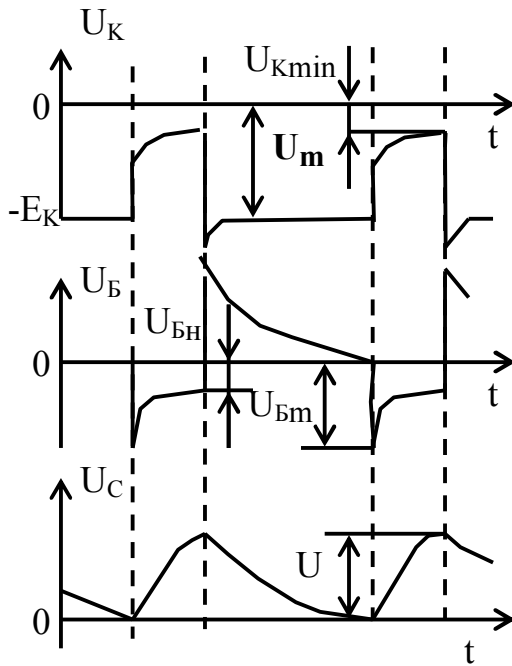


Рис. 2.17. Временные диаграммы блокинг-генератора

В момент, когда транзистор переходит в состояние насыщения, начинает заряжаться конденсатор  $C$  по цепи: корпус, эмиттерный переход, базовая обмотка, конденсатор  $C$ , корпус. При этом конденсатор заряжается до напряжения  $U$  с постоянной времени

$$\tau_3 = Cr_{Б.Э} = C U_{Bmax} / I_{Б.Н} = C n U_m / I_{Б.Н},$$
 где  $I_{Б.Н}$  - среднее значение тока базы за время заряда конденсатора  $C$ .

По мере заряда конденсатора  $C$  напряжение на базе транзистора становится менее отрицательным, но коллекторный ток из-за того, что транзистор работает в области глубокого насыщения, уменьшается незначительно; это приводит к формированию почти плоской вершины импульса на уровне  $U_{Kmin} = \text{const}$ . Длительность импульса приблизительно можно оценить по выражению

$$\tau_{II} = 2 C n U_m / I_{Б.Н}.$$

Когда напряжение на базе транзистора уменьшится до величины  $U_B = U_{B.Н}$ , при которой транзистор начнет выходить из насыщения, рабочая точка переместится в активную область выходных характеристик, ток коллектора начнет уменьшаться и обусловит уменьшение ЭДС  $e_1$  и  $e_2$ . В результате этого напряжение на коллекторе  $U_K = -E_K + e_1$  станет более отрицательным, а напряжение  $U_B = U - e_2$  на базе транзистора – более положительным. Это приведет к уменьшению коллекторного тока и дальнейшему уменьшению ЭДС  $e_1$  и  $e_2$ , т.е. к обратному лавинообразному скачку. Рабочая точка перемещается в область отсечки, и происходит запираение транзистора. Теперь магнитный поток начинает убывать и ЭДС  $e_1$  и  $e_2$  меняют полярность, за счет чего в эюрах коллекторного и базового напряжений наблюдаются кратковременные выбросы. После запираения транзистора  $VT1$  снова начинается разряд конденсатора с постоянной времени  $\tau_p$ ; напряжение на базе транзистора сравнительно медленно уменьшается и в момент, когда  $U_B = 0$ , происходит новый лавинообразный процесс, с которого начинается формирование очередного импульса.

Полагая, что  $\tau_p = T$  и  $U = 0$ , найдем период генерируемых колебаний

$$T = RC \ln (1 + U / E_K).$$

Таким образом, длительность периода генерируемых колебаний определяется временем разряда конденсатора

$$T = (3 - 5) RC.$$

Из полученного соотношения следует, что в блокинг-генераторе регулировку частоты следования импульсов удобнее всего производить путем изменения величины резистора  $R$ , определяющего постоянную времени разряда конденсатора  $C$ . Так как длительность и форма импульсов не зависят от величины  $R$ , то регулировка частоты не сопровождается изменением параметров импульсов. Это свойство блокинг-генератора выгодно отличает его от мультивибратора, где изменение сопротивлений влияет одновременно как на частоту, так и на длительность импульсов.

В практических схемах емкость конденсатора  $C \geq T/3R$ , а сопротивление резистора  $R$  в цепи базы

$$R \geq (10 - 20)R_{BX},$$

где  $R_{BX}$  – входное сопротивление насыщенного транзистора, величина которого составляет обычно несколько сотен ом.

Для предотвращения возникновения колебательных процессов при резких перепадах коллекторного тока обмотки трансформатора часто шунтируют резисторами или специальными “демпферными” диодами (см. рис. 2.16).

### 2.3.2. Ждущий блокинг-генератор

На рис. 2.18 показан ждущий блокинг-генератор с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером.

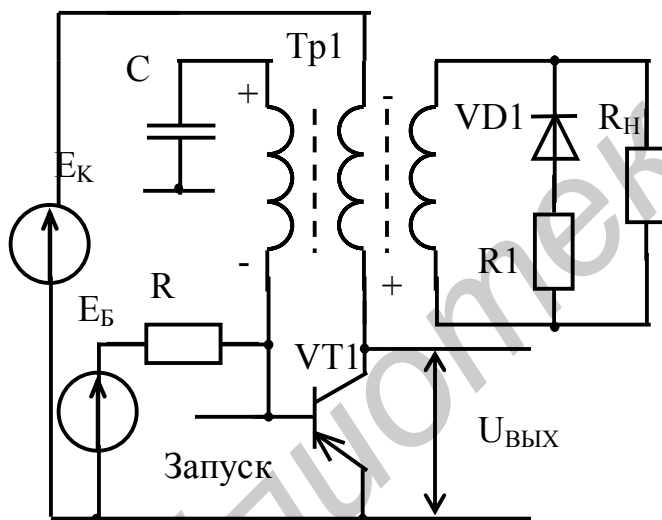


Рис.2.18. Ждущий блокинг-генератор

В промежутках между генерируемыми импульсами транзистор заперт и открывается только на время формирования выходного импульса. В рассматриваемой схеме это может иметь место только тогда, когда напряжение на базе транзистора отрицательнее напряжения на его эмиттере. Для обеспечения этого условия импульс на базовой обмотке с числом витков  $w_B$  должен быть больше импульса напряжения на эмиттерной обмотке с числом витков  $w_K$ . Обязательное требование к соотношению

числа витков обмоток трансформатора в данной схеме:  $w_B > w_K$ .

Микроминиатюризация блокинг-генераторов затруднена из-за наличия в его схеме импульсного трансформатора, индуктивность которого должна быть значительной. Поэтому в настоящее время блокинг-генераторы выполняют либо в виде микромодулей, либо в виде интегральной схемы, состоящей из транзисторов, диодов, резисторов и устанавливаемых на плате навесных деталей (микротрансформатора и конденсаторов).

## 2.4. Генераторы линейно изменяющегося напряжения и тока

Генераторы линейно изменяющегося напряжения применяются в осциллографах, кодирующих устройствах, схемах сравнения, в телевидении. Простейшей цепью, с помощью которой удастся создать линейно изменяющееся (пилообразное) напряжение, является цепь, состоящая из резистора  $R$  и емкости  $C$ . Основные требования, предъявляемые к генераторам пилообразного напряжения:

- высокая линейность прямого хода;
- большой коэффициент использования напряжения источника питания.

Относительное изменение скорости нарастания (или убывания) пилообразного напряжения характеризуется коэффициентом нелинейности

$$p = \frac{v_n - v_k}{v_n} = \frac{(dU/dt)_{\max} - (dU/dt)_{\min}}{(dU/dt)_{\max}},$$

где  $v_n$ ,  $v_k$  – скорости изменения напряжения в начале и конце прямого хода.

Коэффициент использования напряжения источника питания определяется величиной

$$\xi = U_m / E_K,$$

где  $U_m$  – амплитуда пилообразного напряжения;  $E_K$  – напряжение источника питания.

Принцип получения пилообразного напряжения заключается в медленном заряде (или разряде) конденсатора через большое сопротивление во время прямого хода и в быстром его разряде (или заряде) через малое сопротивление во время обратного хода. Для получения линейного изменения во времени напряжения на конденсаторе необходимо обеспечить постоянство тока заряда конденсатора. Это можно осуществить, обеспечив заряд или разряд конденсатора  $C$  через токостабилизирующий двухполюсник либо применив положительную обратную связь, используя принцип компенсирующей ЭДС.

### 2.4.1. Генератор пилообразного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником

Рассмотрим работу генератора пилообразного напряжения, схема которого приведена на рис. 2.19. В исходном состоянии транзистор  $VT1$  находится в активном режиме, транзистор  $VT2$  насыщен и конденсатор  $C$  заряжен до максимального напряжения

$$U_{C\max} = E_K - I_{KH} R_K.$$

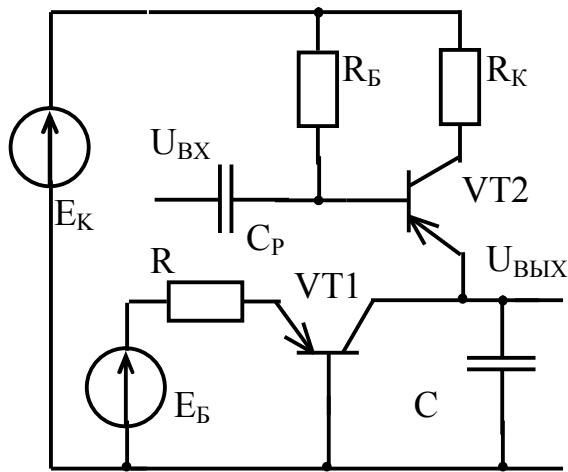


Рис. 2.19. Схема генератора пилообразного напряжения

благодаря этому разрядный ток  $i_C$  во время рабочего (прямого) хода почти не изменяется, а напряжение  $U_C = U_{\text{ВЫХ}}$  изменяется по закону, близкому к линейному:

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = \frac{i_C}{C} t.$$

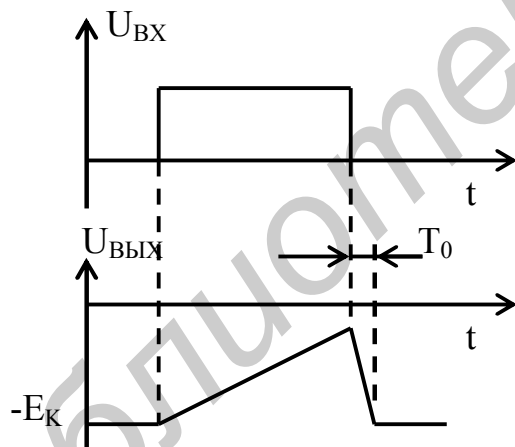


Рис. 2.20. Временные диаграммы генератора пилообразного напряжения

Рассмотренный генератор обеспечивает при высокой нагрузке небольшой коэффициент нелинейности (около 0,5 %), высокий коэффициент использования напряжения (около 0,9), широкий диапазон длительности прямого хода (от единиц до нескольких тысяч микросекунд) и небольшое время обратного хода, что является достоинством этого генератора. К недостаткам этого генератора относятся: невысокая нагрузочная способность, необходимость иметь значительный по величине управляющий импульс и отдельный источник питания  $E_B$ .

Когда на базу транзистора VT2 подается управляющий импульс положительной полярности, транзистор VT2 запирается на время действия этого импульса. Конденсатор C начинает разряжаться через транзистор VT1, и напряжение на коллекторе транзистора VT2  $U_{K1} = U$  повышается. Разрядный ток конденсатора  $i_C$ , равный току коллектора транзистора VT1, при постоянном токе эмиттера  $i_{Э2}$  изменяется незначительно. В результате этого стабилизируется ток конденсатора  $i_C$ . Его стабилизации способствует также наличие обратной отрицательной связи по току, осуществляемой при помощи резистора R.

При подключении нагрузки конденсатор будет разряжаться не только через токостабилизирующий транзистор, но и через нагрузку  $R_H$ . Это приведет к увеличению нелинейности пилообразного напряжения, которое необходимо учитывать при расчете схемы генератора пилообразного напряжения.

После окончания управляющего импульса  $U_{\text{ВХ}}$  транзистор VT2 открывается и переходит в режим насыщения, конденсатор заряжается через насыщенный транзистор VT2 и резистор  $R_K$  за время обратного хода, длительность которого определяется выражением  $T_0 = 3R_K C$ .

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу рассмотренного генератора пилообразного напряжения, приведены на рис. 2.20.

#### 2.4.2. Генераторы линейно изменяющегося тока

Генераторы пилообразного тока используются в устройствах линейной развертки луча электронно-лучевых трубок с магнитным отклонением. При этом нагрузкой таких генераторов является отклоняющая система, сопротивление которой имеет индуктивный характер. Форма напряжения, которое прикладывается к катушке с индуктивностью  $L$  и активным сопротивлением  $r$ , зависит от внутреннего сопротивления источника этого напряжения.

Определим требования, которым должен удовлетворять закон изменения напряжения, при воздействии которого на индуктивность  $L$  в ней будет протекать линейно изменяющийся ток.

Когда источником этого напряжения является генератор напряжения с нулевым внутренним сопротивлением, то при токе, изменяющемся по закону  $i = kt$ , напряжение на катушке, имеющей активное сопротивление  $r$ ,

$$U(t) = U_L(t) + U_R(t) = L(di/dt) + r i = kL + krt.$$

Первое слагаемое не зависит от времени, второе слагаемое изменяется во времени линейно, т.е. чтобы ток в индуктивности изменялся линейно во времени, напряжение на катушке в момент времени  $t = 0$  должно скачком измениться на величину  $kL$ , а затем линейно нарастать со скоростью  $kr$ .

Определим форму тока  $i(t)$ , который должен подаваться на отклоняющую систему при питании ее от генератора тока. Если мы шунтируем катушку резистором  $R$  и емкостью  $C$ , тогда она будет питаться током

$$i(t) = i_L(t) + i_R(t) + i_C(t).$$

Ток  $i_L(t)$  должен изменяться линейно:  $i_L(t) = kt$ . Ток  $i_R(t) = k(L + rt)/R$ . При  $t > 0$   $i_C(t) = C(du/dt) = krt$ , при  $t = 0$   $i_C(t) = kLC\delta(t)$ , где  $\delta(t)$  – функция Дирака.

Мы видим, что получить нужную форму напряжения  $u(t)$  или тока  $i(t)$  не удастся, так как нельзя получить бесконечно крутой перепад напряжения  $kL$  на катушке при наличии шунтирующей ее выводы емкости  $C$ , равно как и нельзя получить бесконечно большое значение тока в момент времени  $t = 0$  от генератора тока. Поэтому можно говорить лишь о некотором приближении к решению этой задачи.

На практике для получения напряжения, удовлетворяющего требованиям формирования линейного тока, используют заряд емкости постоянным током. При этом широко используют также различные способы организации цепей обратной связи. Телевизионная техника изготовления генераторов кадровой и строчной развертки дает обширный материал для более детального изучения этого вопроса.



### 3. СХЕМОТЕХНИКА МОДУЛЯТОРОВ

#### 3.1. Амплитудные модуляторы: работа и устройство

Процесс модуляции заключается в наделении высокочастотных колебаний признаками, характеризующими полезное сообщение. Высокочастотное колебание используется как переносчик сообщения, подлежащего передаче. Для этого один или несколько параметров высокочастотного колебания изменяют по закону, совпадающему с законом изменения передаваемого сообщения.

Управление амплитудой колебаний в современных передатчиках, как правило, осуществляется в усилителях, называемых в этом случае генераторами с посторонним возбуждением. Исключения составляют радиолокационные передатчики.

При неискаженной амплитудной модуляции ток через транзистор или лампу должен изменяться пропорционально приложенному к этим элементам напряжению. На типичной вольт-амперной характеристике транзистора или лампы можно выделить квадратичный и линейный участки. На первом участке крутизна характеристики линейно возрастает, а на втором – практически остается неизменной. Использование первого участка определяет режим малого сигнала, при котором входное напряжение не должно заходить как в область отсечки, так и в область насыщения. Использование второго участка определяет режим сильного сигнала, при котором входное напряжение, как правило, переводит транзистор в режим отсечки, а может переводить его и в режим, близкий к насыщению. Вольт-амперную характеристику на первом участке аппроксимируют чаще всего полиномом  $n$ -й степени, а на втором участке – ломаной прямой.

При достаточно малой амплитуде высокочастотного напряжения амплитуда изменения коллекторного тока пропорциональна крутизне, которая на этом участке вольт-амперной характеристики линейно зависит от напряжения модуляции. Таким образом, осуществляется изменение амплитуды переменной составляющей коллекторного тока, а следовательно, и напряжения на контуре по закону передаваемого сообщения.

Электронный прибор при таком режиме его использования представляет собой по отношению к высокочастотному напряжению линейное устройство с переменной крутизной, управляемой модулирующим напряжением. По отношению же к низкочастотному (модулирующему) напряжению рассматриваемое устройство является нелинейным, так как сопротивление промежутка база–эмиттер, нагружающее источник напряжения, изменяется в зависимости от величины этого напряжения. Ясно, что рассмотренный линейный режим модуляции усилителя не отвечает требованиям получения высокого уровня выходной мощности.

Для повышения энергетических показателей модулятора необходимо использовать нелинейный режим усиления. Модуляция при этом сводится к управлению *средней* крутизной вольт-амперной характеристики используемого

нелинейного элемента. Изменение напряжения смещения приводит к изменению амплитуды импульсов коллекторного тока и, следовательно, к изменению амплитуды первой гармоники.

При правильном выборе амплитуды модулирующего напряжения изменение амплитуды импульсов  $\Delta I_m$  относительно исходного значения связано с изменением смещения линейным соотношением

$$\Delta I_m = k U_{m\Omega},$$

где  $k$  – постоянный коэффициент.

Так как изменение смещения (при постоянной амплитуде высокочастотного сигнала) сопровождается изменением угла отсечки  $\theta$ , то амплитуда первой гармоники коллекторного тока несущего колебания

$$I_{m1} = \alpha_1(\theta)(I_{m0} + \Delta I_m) = \alpha_1(\theta)I_{m0} + k\alpha_1(\theta)U_{m\Omega}.$$

Произведение  $k\alpha_1(\theta)U_{m\Omega}$  изменяется по закону, отличающемуся от закона изменения модулирующего напряжения. Отсюда видно, что при модуляции базовым напряжением неизбежны искажения: форма огибающей коллекторного тока  $I_{m1}$  отличается от формы напряжения  $U_{m\Omega}$ . Искажения могут быть сделаны достаточно малыми при правильном выборе пределов изменения угла отсечки, когда  $\alpha_1(\theta) \approx const$ , т.е. при работе с не слишком глубокой модуляцией.

Итак, хотя модулируемый усилитель работает в нелинейном режиме, подобная модуляция может рассматриваться как *линейный параметрический процесс*, так как эффект модуляции является результатом изменения формы высокочастотного напряжения.

Управление амплитудой выходного колебания в нелинейном усилителе, использующем транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, сводится к управлению средней крутизной  $S_{CP}$  транзистора. Это равносильно управлению первой гармоникой  $I_{m1}$  коллекторного тока, так как  $I_{m1} = S_{CP}U_B$ , где  $U_B$  – напряжение, подаваемое на базу транзистора. Изменение средней крутизны может быть достигнуто подачей модулирующего напряжения и на другие электроды транзистора или лампы.

### 3.1.1. Амплитудная базовая модуляция

Схема амплитудной базовой модуляции приведена на рис. 3.1. Амплитудный модулятор представляет собой нелинейный усилитель с колебательным контуром в качестве нагрузочного сопротивления. На базу этого усилителя подается напряжение несущей частоты  $\omega$ , совпадающей с резонансной частотой контура, и напряжение модулирующей частоты  $\Omega$ . С помощью резистора  $R$  устанавливается напряжение смещения. Конденсатор  $C$  обеспечивает протекание высокочастотного тока через транзистор.

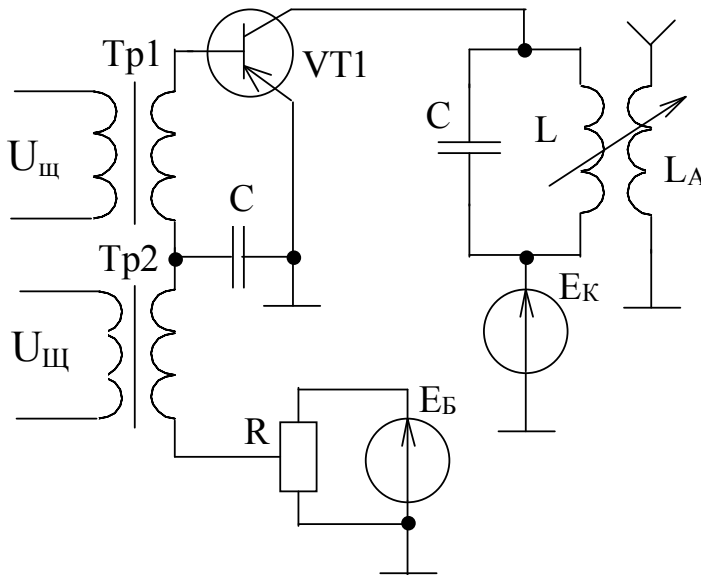


Рис. 3.1. Схема амплитудной базовой модуляции

Для эффективной работы амплитудного модулятора важно правильно выбрать угол отсечки, исходное смещение и амплитуду модулирующего напряжения  $U_{m\Omega}$ . Поскольку изменение смещения сопровождается изменением угла отсечки, то амплитуда первой гармоники коллекторного тока  $I_{m1} = \alpha_1(\theta)I_m$  изменяется по закону, отличающемуся от закона изменения модулирующего напряжения. Отсюда видно, что при модуляции базовым смещением неизбежны искажения: форма огибающей тока  $I_{m1}$  отличается от формы напряжения  $U_{\Omega} = U_{m\Omega} \cos \Omega t$ . Из графиков функций А.И.Берга видно, что изменения коэффициента  $\alpha_1$  относительно невелики при  $60^\circ < \theta < 120^\circ$ . В режиме молчания устанавливают  $\theta \approx 70 \dots 80^\circ$  (рис. 3.2).

Выбор исходного смещения  $U_0$  и амплитуды модулирующего напряжения  $U_{m\Omega}$  удобно производить с помощью статической модуляционной характеристики, которая представляет собой зависимость первой гармоники коллекторного тока  $I_{m1}$  от напряжения смещения  $U_0$  при постоянной амплитуде высокочастотного колебания. Вид этой зависимости показан на рис. 3.3.

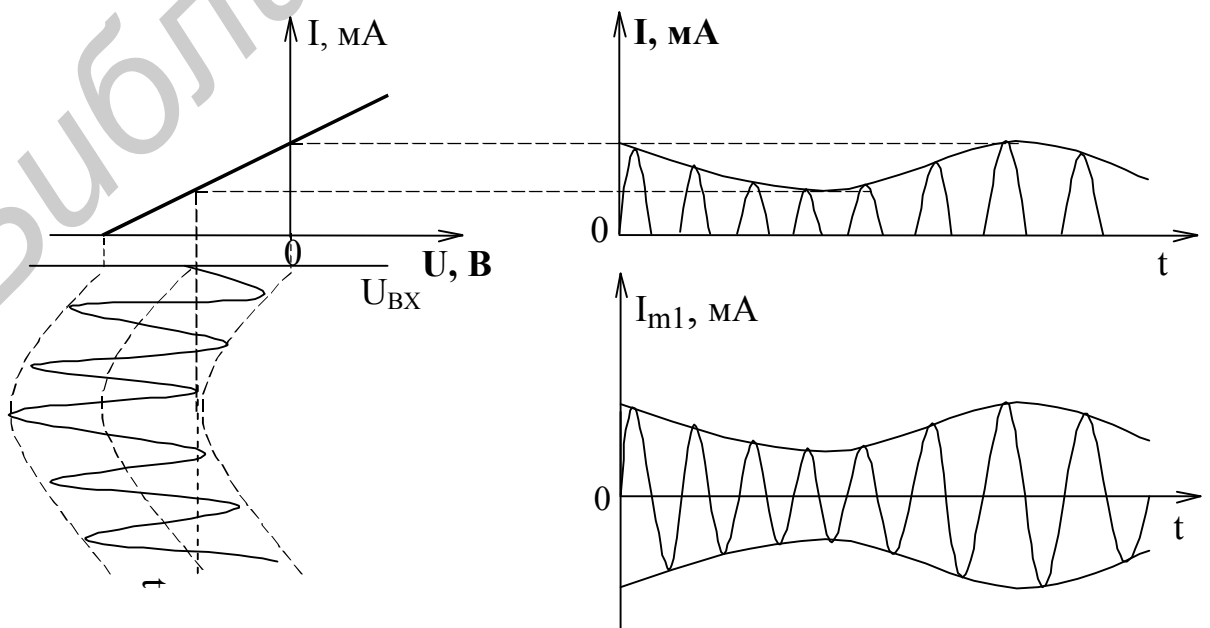


Рис. 3.2. Протекание процессов при амплитудной базовой модуляции

Выделив на статической модуляционной характеристике линейный участок, соответствующий отрезку а – б, оптимальное значение  $U_0$  можно получить как абсциссу средней точки этого участка. Амплитуда модулирующего напряжения  $U_{m\Omega}$  должна быть равна половине отрезка а – б. Для уменьшения искажений приходится отказываться от 100 %-й модуляции. При жестких требованиях к качественным показателям передатчика глубина модуляции не должна превышать 50...70 %. Это является существенным недостатком модуляции базовым смещением. Вторым недостатком этого способа модуляции является низкий КПД модулируемого генератора. Достоинство схемы – относительно малая требуемая мощность усилителя низкой частоты, работающего на базовую цепь транзистора.

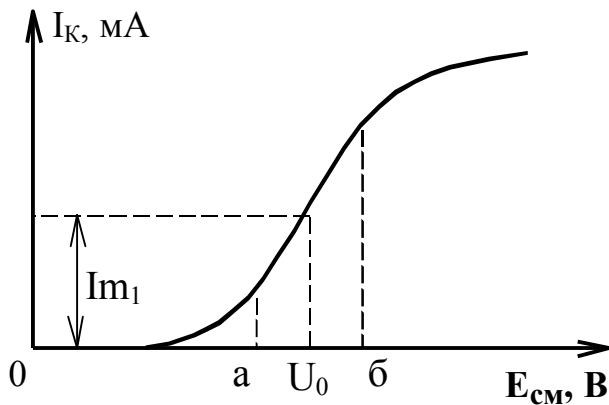


Рис.3.3. Выбор исходного смещения и амплитуды модулирующего напряжения

В многокаскадных передатчиках базовая модуляция осуществляется в одном из промежуточных каскадов. При усилении амплитудно-модулированного колебания угол отсечки подбирают  $\theta = 90^\circ$ . При таком выборе исходного режима угол отсечки в процессе усиления не меняется (рис.3.4).

### 3.1.2. Усиление амплитудно-модулированных колебаний

В многокаскадных передатчиках базовая модуляция осуществляется в одном из промежуточных каскадов. При усилении амплитудно-модулированного колебания угол отсечки подбирают  $\theta = 90^\circ$ . При таком выборе исходного режима угол отсечки в процессе усиления не меняется (рис.3.4).

При усилении амплитудно-модулированного колебания угол отсечки подбирают  $\theta = 90^\circ$ . При таком выборе исходного режима угол отсечки в процессе усиления не меняется (рис.3.4).

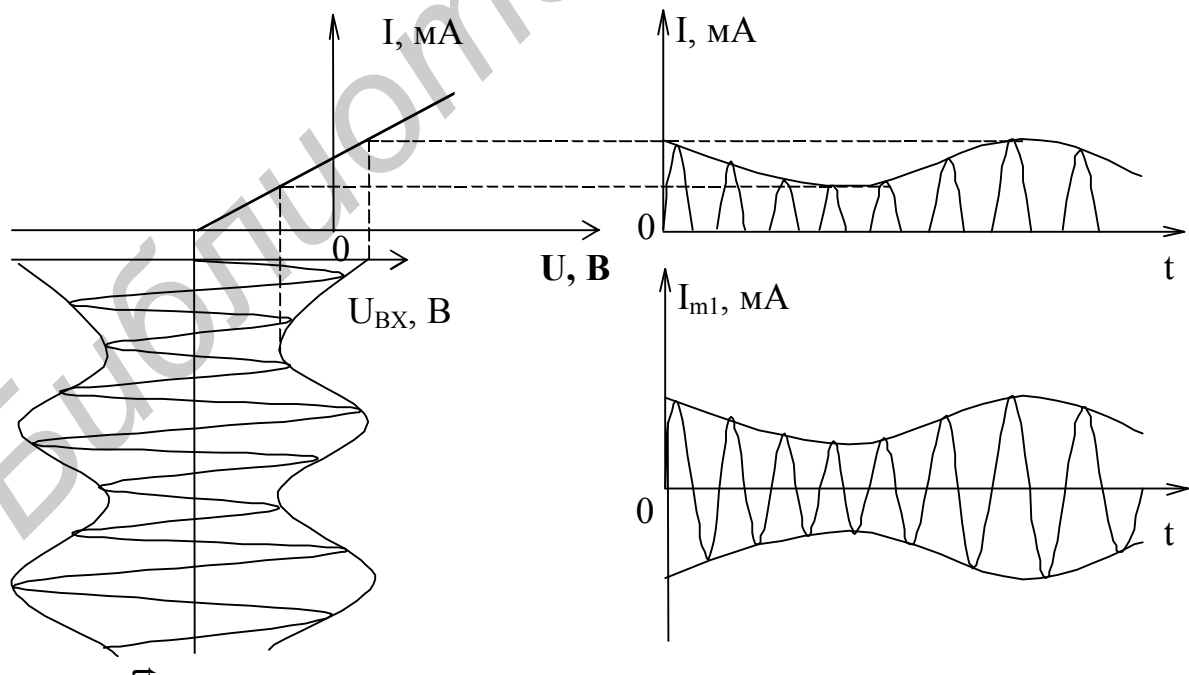


Рис.3.4. Усиление амплитудно-модулированных колебаний

Мы видим, что ток  $I_{m1}$  изменяется пропорционально амплитуде возбуждающего напряжения. Таким образом, при  $\theta = 90^\circ$  и при достаточно хорошей линейности характеристики транзистора усилитель не дает искажений закона модуляции. Если в исходном режиме установить  $\theta < 90^\circ$ , то в процессе усиления амплитудно-модулированного колебания коэффициент модуляции увеличивается. При выборе угла отсечки  $\theta > 90^\circ$  в процессе усиления модуляция будет ослаблена.

### 3.1.3. Амплитудная коллекторная модуляция

Схема амплитудной коллекторной модуляции приведена на рис. 3.5. Коллекторная модуляция осуществляется, как правило, в выходной ступени передатчика. Последовательно с источником коллекторного питания включается обмотка возбуждающего трансформатора.

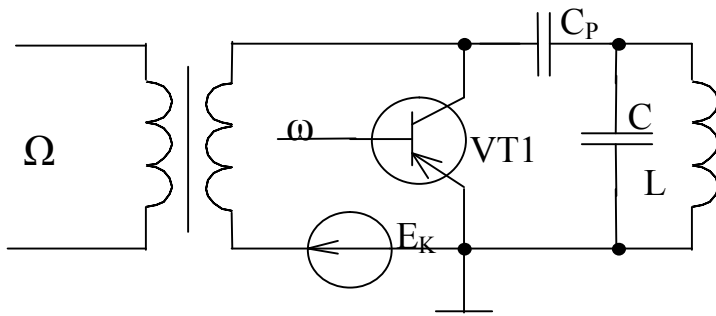


Рис.3.5. Схема амплитудной коллекторной модуляции

Амплитуда модулирующего напряжения близка по величине к  $E_k$ . Энергетические показатели этой схемы достаточно высокие. Недосток – большая мощность подмодулятора, так как мощность модулирующего каскада близка к мощности модулируемого каскада.

Параметры коллекторной амплитудной модуляции могут быть улучшены, если использовать двухтактную схему работы модулирующего каскада (рис.3.6). Особенностью схемы является использование индуктивности  $L_\Omega$  и емкости  $C_\Omega$ . Это позволяет разгрузить модуляционный трансформатор от постоянной составляющей коллекторного тока генератора и тем самым устранить искажения, связанные с магнитным насыщением сердечника трансформатора

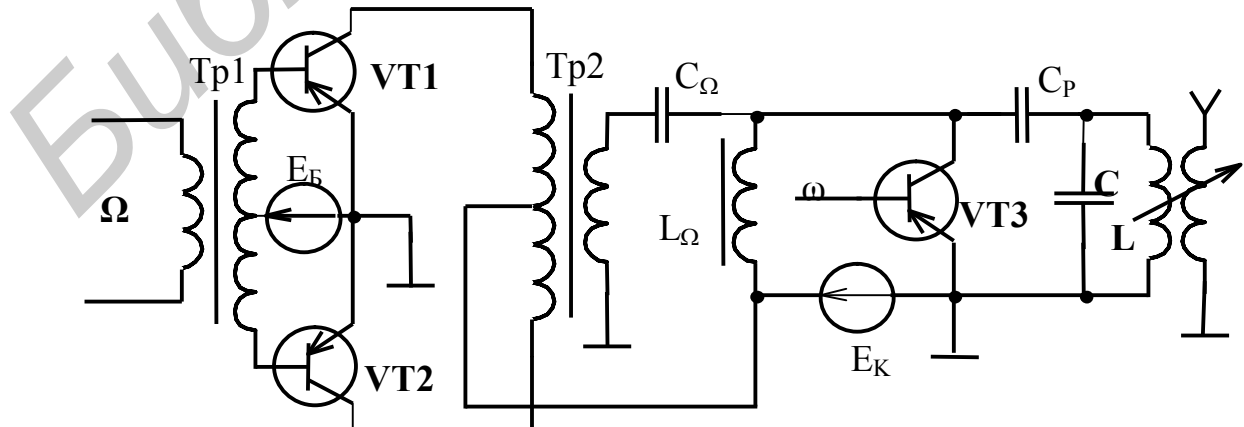


Рис. 3.6. Двухтактная схема амплитудной коллекторной модуляции

Для того чтобы  $L_{\Omega}$  и  $C_{\Omega}$  не оказывали влияния на работу схемы, должны выполняться условия  $\Omega_{\min} L_{\Omega} \gg R_0$ ,  $1/\Omega_{\min} C \ll R_0$ , где  $R_0$  – сопротивление выходного транзистора.

### 3.1.4. Передача без несущей. Балансная схема

При решении ряда радиотехнических задач встречается необходимость подавления несущего колебания. Эта задача может быть решена с помощью балансного модулятора (рис. 3.7). В балансном модуляторе модулируемое напряжение с частотой  $\omega_0$  подается на базы транзисторов VT1 и VT2 синфазно, а

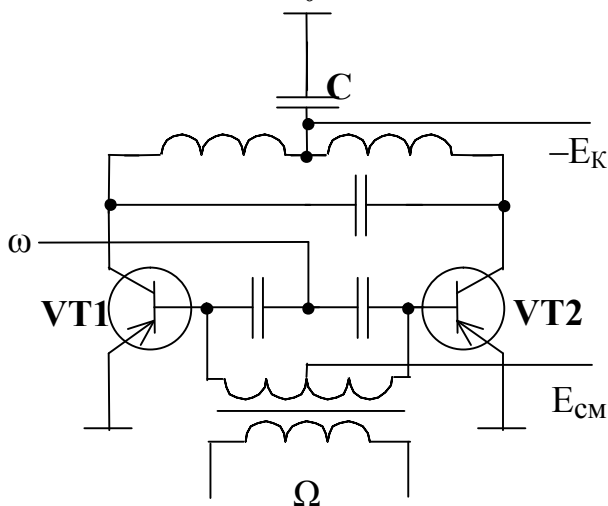


Рис. 3.7. Схема балансного модулятора

модулирующее напряжение – противофазно. Колебательный контур, настроенный на частоту  $\omega_0$ , включен между коллекторами этих транзисторов. Если параметры транзисторов одинаковы, а контур симметричен относительно точки нулевого потенциала (по высокой частоте), то потенциалы коллекторов одинаковы и ток через конденсатор  $C$  равен нулю. Таким образом, в отсутствие модуляции схема сбалансирована и колебаний с частотой  $\omega_0$  на выходе нет.

В случае модуляции током частоты  $\Omega$  в схеме протекают токи

$$I_1 = I_m (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t,$$

$$I_2 = I_m (1 - m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t.$$

Результирующий ток  $I$  в контуре равен разности токов обоих транзисторов

$$I = I_1 - I_2 = 2mI_m \sin \Omega t \sin \omega_0 t = mI_m \left( \cos \frac{\omega_0 - \Omega}{2} t - \cos \frac{\omega_0 + \Omega}{2} t \right),$$

т.е. не содержит в своем составе несущей частоты  $\omega_0$ .

### 3.1.5. Квадратурный амплитудный модулятор

Структурная схема квадратурного амплитудного модулятора приведена на рис. 3.8. В квадратурном модуляторе две поднесущие имеют одну и ту же частоту, но сдвинуты они по отношению друг к другу по фазе на  $90^\circ$ . Квадратурный модулятор состоит из двух балансных модуляторов. На каждый балансный модулятор подается поднесущая (со сдвигом по фазе на  $90^\circ$ ) и одно из двух модулирующих напряжений  $U_{M1}$  и  $U_{M2}$ . Балансный модулятор подавляет немодулированную поднесущую частоту. Сигнал на его выходе появляется только при воздействии модулирующего напряжения.

В сумматоре  $C$  амплитудно-модулированные сигналы  $U_1$  и  $U_2$  суммируются. Сигналы  $U_1$  и  $U_2$  сдвинуты друг относительно друга на  $90^\circ$ , поэтому выходной сигнал сумматора определяется их геометрической суммой и поступает на модулятор последнего каскада передатчика. Для возможности разделе-

ния модулирующих сигналов, переданных методом квадратурной модуляции, в месте приема подавленная поднесущая восстанавливается. При этом необходимо, чтобы восстановленная поднесущая с высокой точностью совпадала с подавленной не только по частоте, но и по фазе.

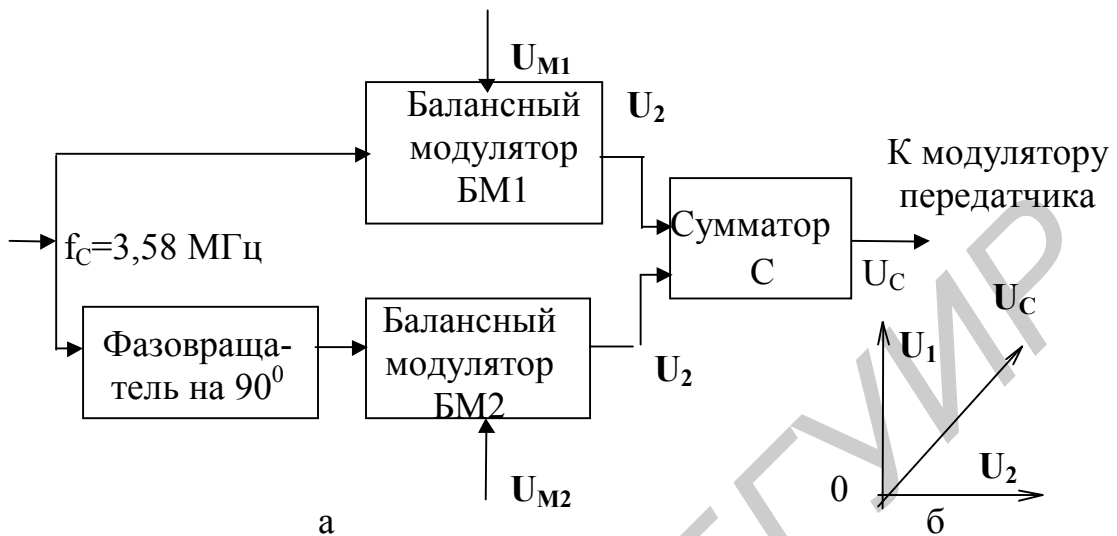


Рис. 3.8. Структурная схема квадратурного амплитудного модулятора (а) и векторная диаграмма, поясняющая принцип его работы (б)

### 3.1.6. Амплитудная однополосная модуляция

Амплитудно-модулированное колебание имеет в своем составе две боковые полосы частот. В принципе можно передавать только несущую и одну боковую полосу частот, поскольку нижняя и верхняя боковые полосы частот совпадают. Вместе с тем переход к однополосной модуляции означает сокращение вдвое активной ширины спектра передаваемого радиосигнала. Благодаря этому становится возможным увеличить количество различных передающих станций на заданном участке частот и снизить влияние помех на прием радиостанций. Амплитудная однополосная модуляция широко используется во всех стандартах телевизионного вещания, так как снижает почти в два раза требуемую полосу частот телевизионного сигнала.

Существуют три способа получения однополосной амплитудной модуляции: фазовый, фильтровый и фазофильтровый.

## 3.2. Схемотехника частотных модуляторов

Частотно-модулированное колебание характеризуется изменением его несущей частоты по закону управляющего сигнала.

### 3.2.1. Прямые методы частотной модуляции

Прямые методы получения частотно-модулированных колебаний представляют параметрическое управление частотой колебаний задающего генератора. С этой целью в колебательный контур автогенератора вводят дополнительную емкость  $\Delta C(t)$  или индуктивность  $\Delta L(t)$ , изменяющуюся по закону управляющего сигнала. Тогда частота автоколебаний

$$\omega = 1/\sqrt{L(C_0 + \Delta C(t))},$$

где  $\Delta C(t) = k U_M(t)$ , т.е. изменение емкости контура генератора прямо пропорционально амплитуде модулирующего напряжения.

Введя обозначение  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_0}$  и предполагая, что  $\Delta C_{\max} \ll C_0$ , получим для частоты автоколебаний

$$\omega \approx \omega_0 \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C(t)}{C_0} \right) = \omega_0 (1 + K U_M(t)),$$

т.е. мгновенное значение частоты является линейной функцией управляющего сигнала. Таким образом, приходим к выводу о том, что при незначительном изменении емкости или индуктивности контура по закону управляющего напряжения мгновенная частота контура будет изменяться в соответствии с законом изменения управляющего напряжения.

### 3.2.2. Схема частотного модулятора с конденсаторным микрофоном

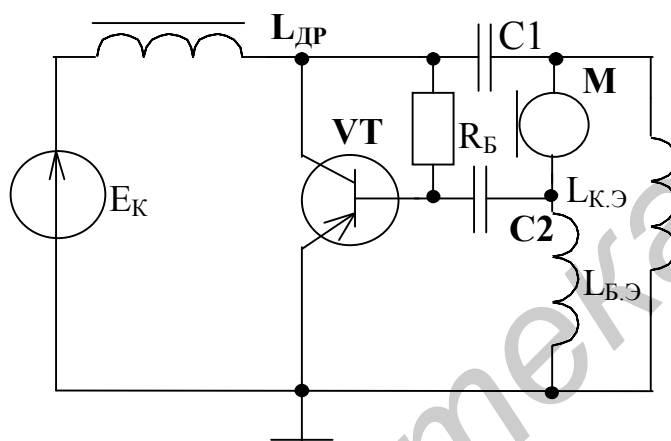


Рис. 3.9. Схема частотного модулятора с конденсаторным микрофоном

На рис. 3.9 показана схема индуктивной трехточки с подключенным к ее емкостной составляющей конденсаторным микрофоном. При изменении емкости микрофона под воздействием акустических колебаний по закону изменения их интенсивности происходит изменение частоты генерируемых колебаний. Емкость микрофона изменяется в соответствии с давлением на мембрану, которое определяется силой и характером звука. Такой метод частотной модуляции приводит к заметному снижению стабильности средней частоты автоколебаний.

### 3.2.3. Реактивный транзистор

Лучшие результаты в получении частотно-модулированных колебаний можно получить методом, использующим в качестве управляемой емкости (или индуктивности) реактивный транзистор (рис. 3.10). Реактивный транзистор точками коллектор–эмиттер подключается параллельно контуру генератора. Между коллектором и эмиттером включается потенциометр  $Z1 - Z2$ , к средней точке которого подключается база транзистора. Компоненты  $Z1$  и  $Z2$  потенциометра выбираются так, чтобы входное сопротивление  $Z = \dot{U}_к / \dot{I}_к$  реактивного транзистора было либо чисто емкостным, либо чисто индуктивным. Вычислим для примера входное сопротивление реактивного транзистора по схеме, приведенной на рис. 3.11. Примем  $R \ll 1/\omega C$ . Тогда напряжение, подводимое к базе транзистора,  $\dot{U}_Б = \dot{I} R$ .



Отсюда

$$i = \frac{\dot{U}_K}{R + \frac{1}{i\omega C}} \approx i\omega C\dot{U}_K.$$

Оценим величину напряжения возбуждения

$$\dot{U}_B = i\omega CR\dot{U}_K.$$

Поскольку  $\dot{I}_K = S_{CP}\dot{U}_B$ , то для входного сопротивления получим

$$Z = \frac{\dot{U}_K}{\dot{I}_K} = \frac{\dot{U}_K}{S_{CP}\dot{U}_B} = \frac{\dot{U}_K}{S_{CP}i\omega RC\dot{U}_B} = \frac{1}{i\omega RC S_{CP}},$$

т.е. мы видим, что входное сопротивление схемы реактивного транзистора является чисто реактивным (емкостным).

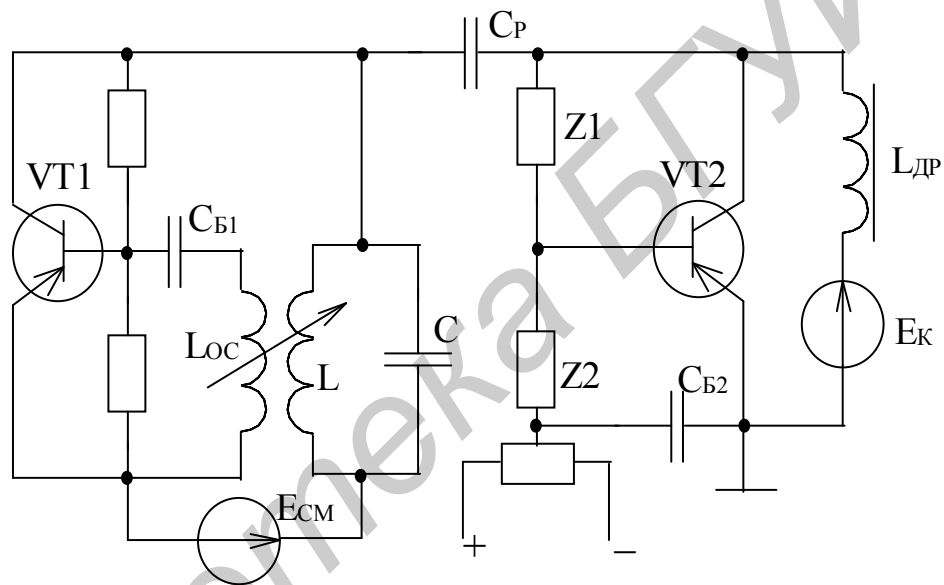


Рис. 3.10. Схема частотного модулятора с реактивным транзистором

Эквивалентная емкость при этом равна

$$C_{ЭКВ} = RC S_{CP}.$$

Рассчитаем величину входного сопротивления для схемы реактивного транзистора, приведенной на рис. 3.10. Допустим, что  $Z2 = 1/\omega C \ll Z1 = R$ ,  $1/\omega C \ll R$ .

Поскольку

$$\dot{I}_K = S_{CP}\dot{U}_B,$$

а

$$\dot{U}_B = \dot{I} \frac{1}{i\omega C} = \frac{\dot{U}_K}{R} \frac{1}{i\omega C},$$

то входное сопротивление

$$Z = \frac{\dot{U}_K}{\dot{I}_K} = \frac{\dot{U}_K}{S_{CP} \frac{1}{i\omega RC}} = i \frac{\omega RC}{S_{CP}} = i\omega L_{ЭКВ}.$$

Итак, мы видим, что входное сопротивление реактивного транзистора в этом случае представляет собой чистую индуктивность, которая изменяется в соответствии с изменением средней крутизны.

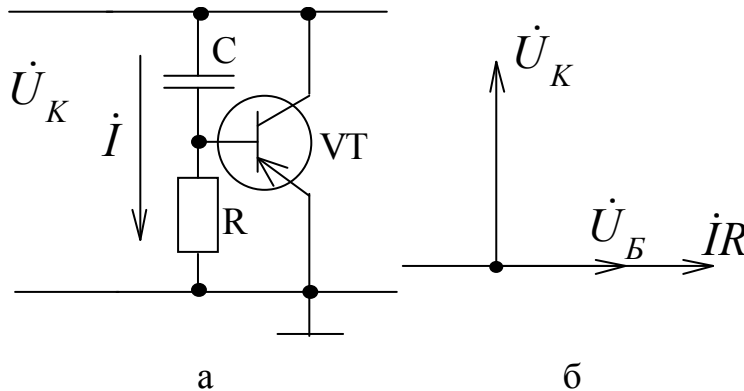


Рис. 3.11. Схема реактивного транзистора (а) и векторная диаграмма, поясняющая принцип его работы (б)

Таким образом, емкость (или индуктивность), которой эквивалентен транзистор, будучи подключена параллельно колебательному контуру задающего генератора, изменяет частоту автогенератора. Изменяя величину  $C_{ЭКВ}$  (или  $L_{ЭКВ}$ ) в некоторых небольших пределах по закону изменения управляющего сигнала, по этому же закону можно изменять мгновенное значение частоты автоколебаний.

Управление величиной  $C_{ЭКВ}$  или  $L_{ЭКВ}$  осуществляется путем изменения по закону модулирующего сигнала крутизны  $S_{CP}$ . Для этого модулирующее напряжение подается на базу реактивного транзистора. Наибольшая девиация частоты обычно не превосходит нескольких кГц.

### 3.2.4. Схема частотной модуляции с варикапом

Схема частотной модуляции с варикапом приведена на рис. 3.12.

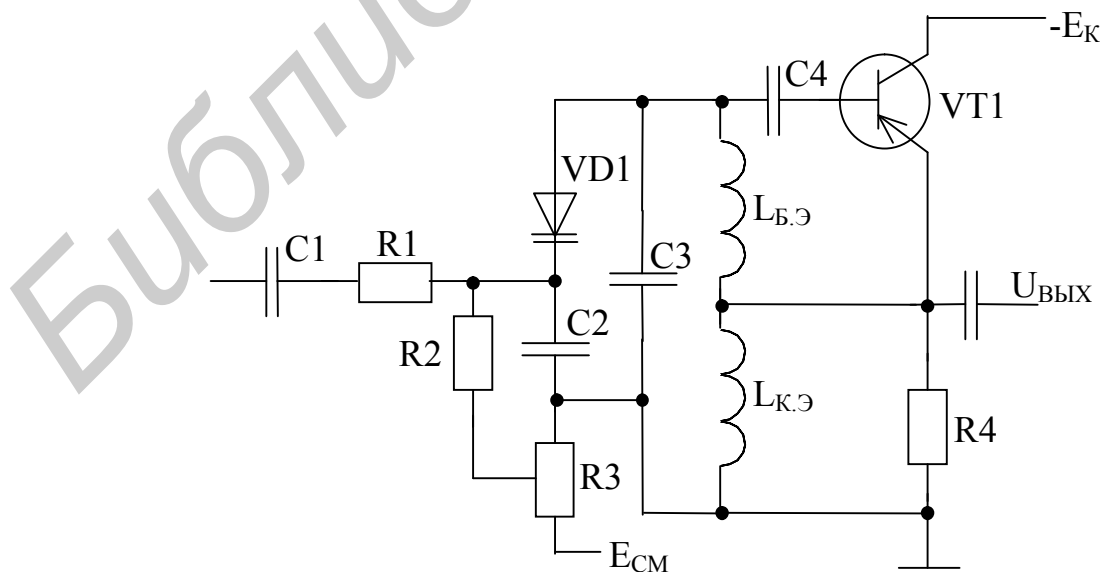


Рис. 3.12. Схема частотного модулятора с варикапом

Автогенератор собран по схеме индуктивной трехточки, в которой в качестве емкости между базой и коллектором используется варикап, емкость которого изменяется путем изменения величин приложенных к нему постоянного и переменного напряжений.

### 3.2.5. Схема частотного модулятора с ферромодулятором

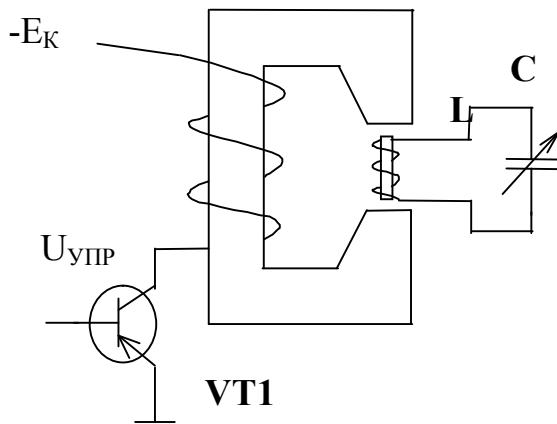


Рис. 3.13. Схема частотного модулятора с ферромодулятором

Схема частотного модулятора с ферромодулятором показана на рис.3.13. Ферромодулятор представляет собой дроссель с воздушным зазором, в который помещена контурная катушка с ферритовым сердечником высокочастотного генератора. Ферромодулятор включается в коллекторную цепь транзистора, на базу которого подается управляющее напряжение, с изменением которого изменяется величина коллекторного тока. Изменение коллекторного тока приводит к изменению магнитного потока в зазоре, под действием которого изменяется

проницаемость ферритового сердечника контурной катушки, в результате чего изменяется ее индуктивность, что приводит к изменению частоты, генерируемой автогенератором. При небольших изменениях индуктивности обеспечивается прямая пропорциональность между входным сигналом и частотой колебаний автогенератора.

Ферромодуляторы находят широкое применение в измерительной технике в генераторах качающейся частоты, в измерителях частотных характеристик, приборах для настройки телевизионных приемников, обеспечивая довольно большую девиацию частотно-модулированного сигнала.

### 3.2.6. Косвенные методы получения частотно-модулированных колебаний

Косвенные методы получения ЧМ-колебаний имеют в своей основе фазовую модуляцию колебаний, вырабатываемых задающим генератором. Фазовая модуляция не связана с изменением средней частоты автоколебаний, и поэтому последнюю можно стабилизировать кварцевым резонатором. Схемы, реализующие косвенные методы, не дают возможности получить без дополнительных мер сигнал с большой девиацией частоты. К тому же они достаточно сложны в изготовлении и настройке. В качестве примера рассмотрим работу фазового модулятора в схеме частотного модулятора.

Косвенный метод получения частотной модуляции состоит в преобразовании фазовой модуляции в частотную. Для этого на входе фазового модулятора помещают интегратор. Покажем, как эта цепь позволяет преобразовать фазовую модуляцию в частотную. При модуляции одним тоном  $u_M(t) = U_M \cos \Omega t$  сигнал на выходе интегратора  $u_{\text{вых}}(t)$  имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = \int u_M(t) dt = \int U_M \cos \Omega t dt = \frac{U_M}{\Omega} \sin \Omega t.$$

При этом на выходе фазового модулятора фаза изменяется по закону

$$\Delta\varphi(t) = k_{\phi} u_{\text{вх}}(t) = k_{\phi} \frac{U_M}{\Omega} \sin \Omega t,$$

а частота – по закону

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} = k_{\phi} U_M \cos \Omega t = k_{\phi} u_M(t),$$

т.е. изменение частоты модулированного колебания повторяет закон изменения входного сигнала. Отсюда видно, что девиация частоты  $\Delta\omega = k_{\phi} U_M$  определяется амплитудой передаваемого сигнала. Именно это и должно происходить при частотной модуляции.

### 3.2.7. Фазовый модулятор в схеме частотной модуляции

Схема фазового модулятора, реализующего косвенный метод получения частотной модуляции, приведена на рис. 3.14.

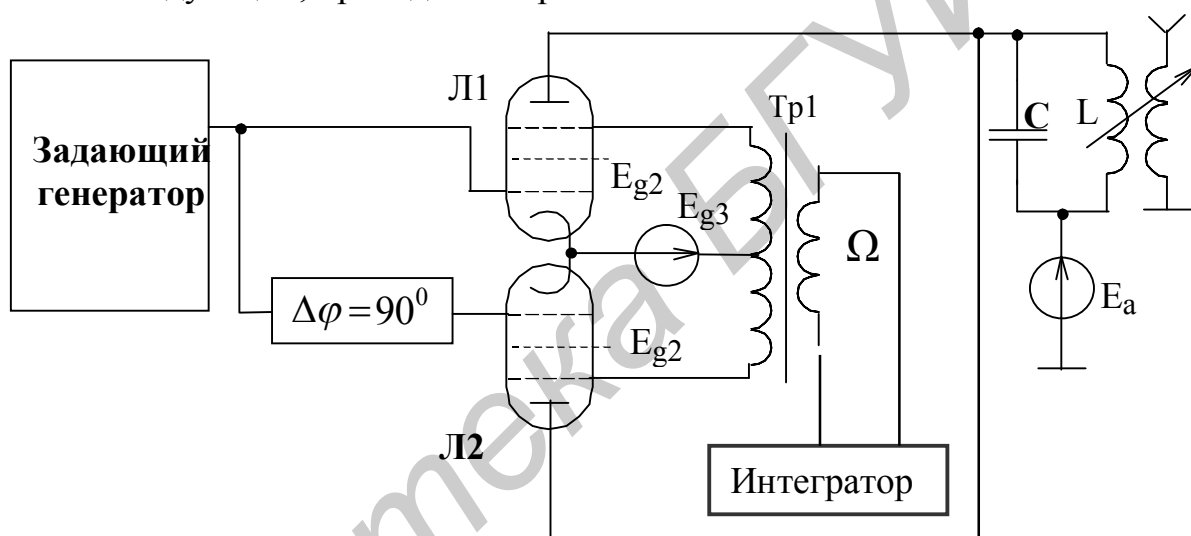


Рис. 3.14. Схема фазового модулятора для частотной модуляции

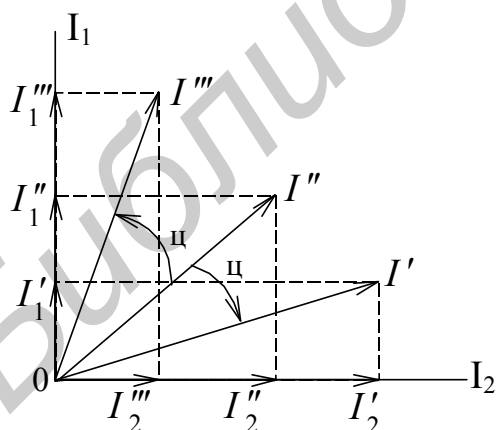


Рис. 3.15. Векторная диаграмма, поясняющая принцип работы фазового модулятора

Сигнал задающего генератора подается на входы модулятора со сдвигом на  $90^\circ$ . Оконечные ступени включены так, что анодные токи в них складываются под углом  $90^\circ$ . Модуляция осуществляется по защитным сеткам пентодов с помощью трансформатора, имеющего отвод от средней точки. Это приводит к тому, что когда одна лампа начинает открываться, другая в это время подзакрывается. Поэтому анодные токи ламп имеют одинаковые величины только при отсутствии модулирующего сигнала на защитных сетках (рис. 3.15). При подаче модулирующего напряжения один ток становится больше по величине, а другой меньше, что приводит к изменению фазы тока в общей

нагрузке модулятора. Таким образом, информация, содержащаяся в модулирующем сигнале, запечатлевается в изменении фазы несущего колебания. Обратим внимание на то, что фазовой модуляции сопутствует паразитная амплитудная модуляция, так как суммарный вектор имеет разную длину, что отражает факт непостоянства амплитуды выходного тока модулятора. Для того чтобы получить неискаженную фазовую модуляцию, надо принять меры по снижению уровня паразитной амплитудной модуляции.

Этот же модулятор можно использовать и для получения частотной модуляции, преобразовав входной сигнал с помощью интегрирующей цепи.

Достоинством этого модулятора является возможность стабилизировать кварцем среднюю частоту генерируемых колебаний генератора с частотной модуляцией.

Недостаток косвенного метода получения частотно-модулированных колебаний – невозможность получения широкополосной частотной модуляции. Этот недостаток можно обойти путем получения небольших девиаций на сравнительно низкой частоте, а потом эта частота подвергается умножению. Тем самым решается задача использования кварца на этих частотах и получается широкополосная частотная модуляция, так как с умножением несущей частоты во столько же раз увеличивается и девиация несущего колебания.

### 3.3. Фазовая модуляция

Как и для получения частотной модуляции существуют также прямые и косвенные методы получения фазомодулированных колебаний.

#### 3.3.1. Прямой метод получения ФМ-колебаний

Фазовую модуляцию можно получить путем непосредственного изменения фазы колебания генератора по закону передаваемого сообщения, например, с помощью реактивного транзистора.

Реактивный транзистор используется для получения частотно-модулированных колебаний. Все соображения о режиме работы реактивного транзистора, полностью приложимы и к случаю получения фазомодулированных колебаний с той лишь разницей, что изменение частоты контура при постороннем возбуждении приводит не к изменению частоты, а к изменению фазы напряжения на контуре. Связь между относительным изменением резонансной частоты контура  $\Delta\omega/\omega_0$  и изменением фазы можно установить из уравнения фазовой характеристики контура

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}Q\right),$$

где  $Q$  – добротность контура.

#### 3.3.2. Косвенный метод получения ФМ-колебаний

При фазовой модуляции фаза высокочастотного колебания должна изменяться по закону модулирующего колебания. Рассмотрим способ получения

фазовой модуляции, основанный на преобразовании амплитудной модуляции в модуляцию фазы. Структурная схема такого модулятора приведена на рис.3.16.

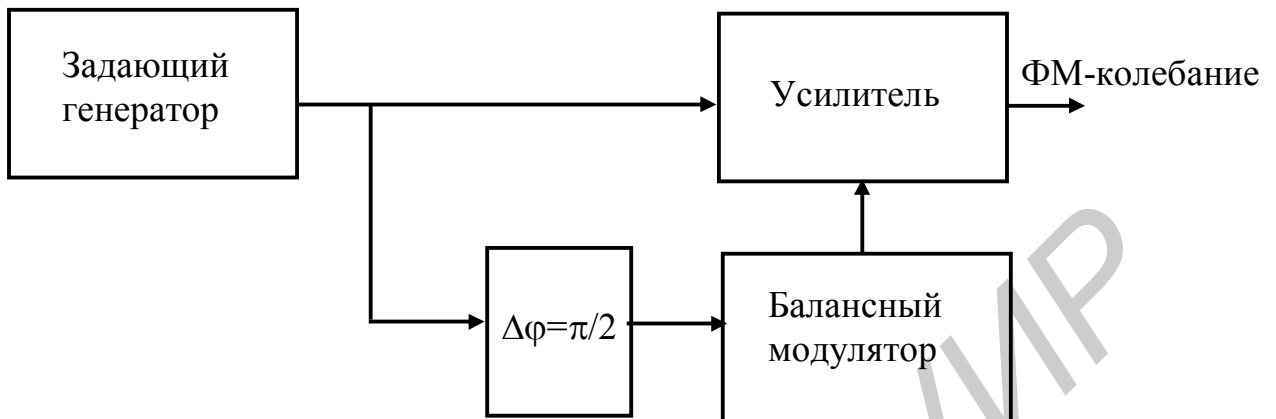


Рис. 3.16. Структурная схема фазового модулятора

Для получения на выходе усилителя колебания, модулированного по фазе, напряжение частоты  $\omega_0$  поворачивается на  $90^\circ$ , как показано на векторной диаграмме рис. 3.17. Вектор  $OA$  соответствует немодулированному колебанию, полученному с генератора, а вектор  $AD$  – сумме двух колебаний с частотами  $\omega_0 \pm \Omega$ , поступающих с балансного модулятора. Суммарное колебание, формирующееся на выходе усилителя, изображается вектором  $OD$ . Изменение длины вектора  $AD$  при модуляции приводит к изменению фазы колебания, представленного вектором  $OD$  по закону

$$\varphi = \arctg \frac{AD}{OA} = \arctg \left( \frac{2AC_1}{OA} \cos \Omega t \right).$$

Линейность модуляционной характеристики обеспечивается при выполнении условия  $2AC/OA \ll 1$ . В этом случае

$$\varphi(t) = \varphi_{\max} \cos \Omega t,$$

где  $\varphi_{\max} \approx 2AC_1/OA$ . Это значит, что при преобразовании амплитудной модуляции в фазовую невозможно получить индексы модуляции больше чем  $\varphi_{\max} \geq 10-20^\circ$ .

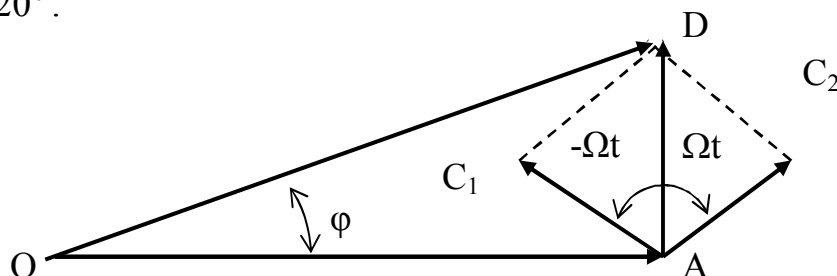


Рис. 3.17. Векторная диаграмма напряжений в фазовом модуляторе

## 4. СХЕМОТЕХНИКА ДЕТЕКТОРОВ

Детектирование колебаний заключается в восстановлении управляющего сигнала, который в неявной форме содержится в модулированном высокочастотном колебании. По своему назначению детектирование является процессом, обратным процессу модуляции. Соответственно основным видам модуляции различают амплитудное, частотное, фазовое детектирование и детектирование импульсно-модулированных колебаний.

На вход детектора подается высокочастотное модулированное колебание, а на выходе его получается низкочастотное колебание, изменяющееся в соответствии с законом изменения передаваемого сообщения. Следовательно, детектирование сопровождается трансформацией частотного спектра и не может быть осуществлено без применения либо нелинейных, либо параметрических устройств.

Зависимость выходного напряжения детектора от значения модулируемого параметра называется детекторной характеристикой. Часто детекторной характеристикой называют также зависимость тока в нагрузке детектора от модулируемого параметра. Это можно делать потому, что детекторные характеристики по току и напряжению различий в форме не имеют, так как выходное напряжение и ток в нагрузке детектора отличаются только постоянным множителем.

Детекторная характеристика любого детектора должна быть линейной, чтобы обеспечивать точное воспроизведение закона модуляции входного сигнала (рис. 4.1).

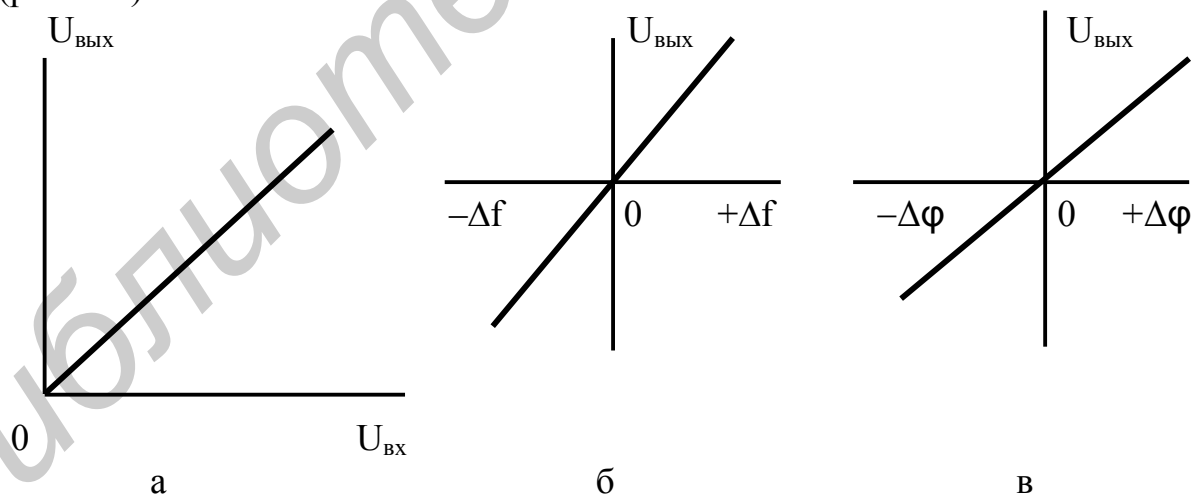


Рис. 4.1. Детекторные характеристики амплитудного (а), частотного (б) и фазового (в) детекторов

### 4.1. Амплитудный диодный детектор

В качестве нелинейного элемента используется диод. Схема детектора показана на рис. 4.2, а. Эта схема может работать в двух различных режимах, которые определяются выбором положения рабочей точки на вольт-амперной характеристике (ВАХ) диода. В первом случае рабочая точка выбирается на

нижнем изгибе ВАХ диода и транзистор работает без отсечки анодного тока, в другом случае транзистор работает с отсечкой анодного тока. В соответствии с этой классификацией режимов работы диода в схеме детектора первый режим соответствует детектированию слабых сигналов, а второй – сильных. Поскольку начальный участок ВАХ диода хорошо аппроксимируется полиномом второй степени, то детектор, работающий в режиме малого сигнала, называется квадратичным. С другой стороны, детектор, работающий в режиме сильного сигнала, называется линейным. Конечно, сам детектор является прибором сугубо нелинейным, а называется линейным по той причине, что основным рабочим участком ВАХ диода является линейный.

Интервал величин амплитуды высокочастотного колебания, в котором детектор работает как квадратичный или как линейный, можно установить по *характеристике детектирования*, которая представляет собой зависимость постоянного напряжения на нагрузке детектора от амплитуды немодулированного высокочастотного сигнала. Эта зависимость при малых уровнях входного сигнала имеет квадратичный участок, который затем плавно переходит в линейный.

#### 4.1.1. Квадратичный диодный детектор

Характеристику диода представим в виде (рис.4.2, б)

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2.$$

*Входное сопротивление.* Так как в режиме слабого сигнала диод открыт в течение всего периода высокочастотного напряжения, то входное сопротивление детектора определяется внутренним сопротивлением диода  $R_i = 1/S = du/di$ .

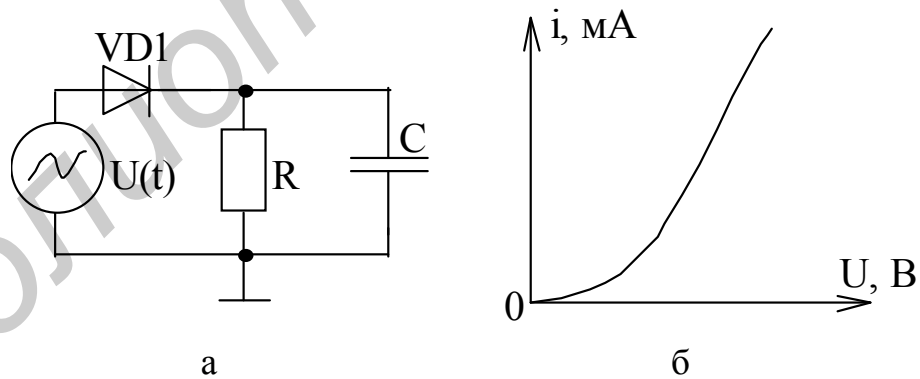


Рис. 4.2. Схема диодного амплитудного детектора (а) и вольт-амперная характеристика диода (б)

Отсюда следует, что квадратичный детектор сильно шунтирует колебательный контур, так как внутреннее сопротивление диода очень мало.

*Нелинейные искажения.* Входное напряжение представим в форме

$$u = u(t) = U(t) \cos \omega_0 t,$$

где  $U(t)$  – огибающая высокочастотного колебания с несущей частотой  $\omega_0$ .

Ток через диод имеет форму



$$\begin{aligned}
 i &= a_0 + a_1 U(t) \cos \omega_0 t + a_2 U(t)^2 \cos^2 \omega_0 t = \\
 &= a_0 + a_1 U(t) \cos \omega_0 t + a_2 \frac{U(t)^2}{2} \cos 2\omega_0 t + a_2 \frac{U(t)^2}{2}.
 \end{aligned}$$

Так как высокочастотные составляющие отфильтровываются конденсатором, величина емкости которого выбирается из условия  $1/\omega C \ll R$ , то мы видим, что информация о переданном сообщении содержится в последнем квадратичном слагаемом. Таким образом, поскольку низкочастотная составляющая тока диода пропорциональна квадрату амплитуды входного напряжения, то при малых амплитудах детектирование является квадратичным.

Рассмотрим детектирование тонально-модулированного высокочастотного колебания с огибающей

$$u(t) = U_m(1 + m \cos \Omega t).$$

Оценим изменение низкочастотной составляющей тока диода

$$\Delta i = \frac{a_2 U_m^2}{2} (1 + m \cos \Omega t)^2 = \frac{a_2 U_m^2}{2} (1 + 2m \cos \Omega t + m^2 \cos^2 \Omega t).$$

При отсутствии модуляции приращение тока равно  $a_2 U_m^2 / 2$ . Переменная часть приращения тока содержит два слагаемых: полезное  $2m \cos \Omega t$ , воспроизводящее передаваемый сигнал, и вредное  $(m^2/2) \cos 2\Omega t$ , являющееся второй гармоникой полезного сообщения, которое появилось вследствие квадратичного характера характеристики диода. Отсюда следует, что коэффициент гармоник  $k_G = m/4$ , т.е. прямо пропорционален коэффициенту модуляции  $m$ . При 100 %-й модуляции  $k_G = 25\%$ , что явно недопустимо. При детектировании сигнала, модулированного двумя частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ , в детекторе возникают еще комбинационные частоты, что еще больше увеличит искажения выходного сигнала диодного детектора. Поэтому приходим к выводу, что применение квадратичного детектора нецелесообразно в тех случаях, когда требуется неискаженное воспроизведение сигналов модулированных спектром частот (речь, музыка).

#### 4.1.2. Детектирование квадратичным детектором

##### высокочастотных импульсов с прямоугольной огибающей

Квадратичный закон детектирования не препятствует воспроизведению формы прямоугольных импульсов. Это хорошо видно из рассмотрения рис.4.3, на котором показаны эюры входных радиоимпульсов, осциллограммы тока диода и импульсов выходного напряжения. Это значит, что квадратичный детектор можно успешно использовать для детектирования слабых сигналов, представляющих собой прямоугольные высокочастотные импульсы.

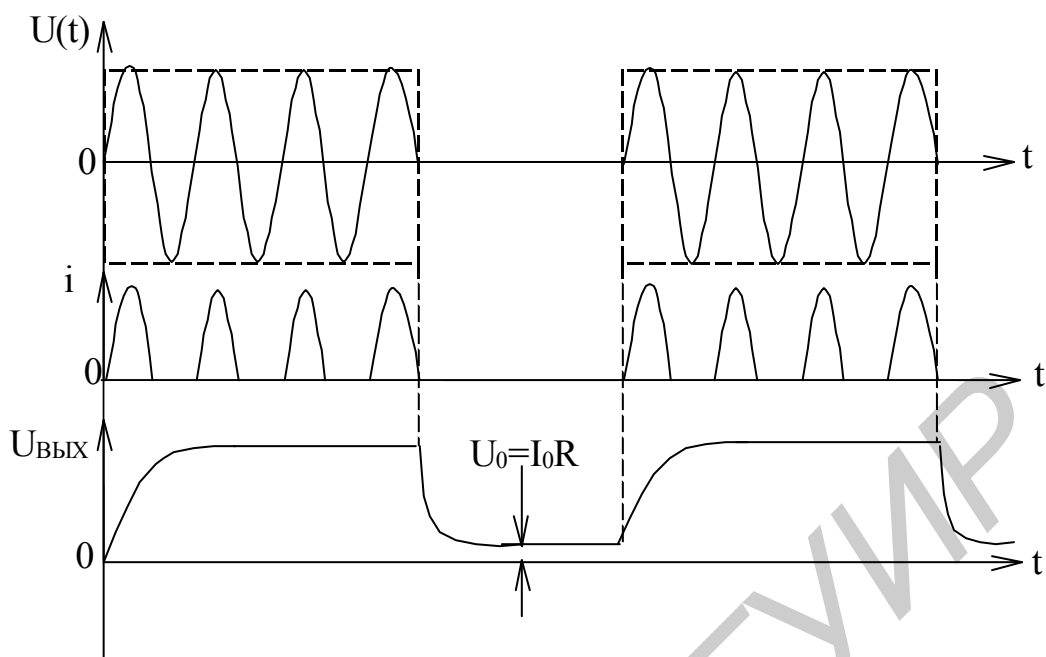


Рис. 4.3. Детектирование высокочастотных импульсов с прямоугольной огибающей

Нелинейность характеристики детектирования в данном случае проявляется лишь в том, что амплитуда импульса на выходе детектора пропорциональна квадрату амплитуды высокочастотного напряжения на входе детектора. Благодаря этому обстоятельству квадратичное детектирование широко используется в радиолокационных устройствах, работающих с прямоугольными высокочастотными импульсами.

#### 4.1.3. Линейный диодный детектор

Принципиальная схема линейного детектора остается той же, что и квадратичного. Отличие линейного детектора от квадратичного заключается в том, что при линейном детектировании на детектор подается значительно больший по напряжению сигнал, благодаря чему используется линейная часть характеристики диода.

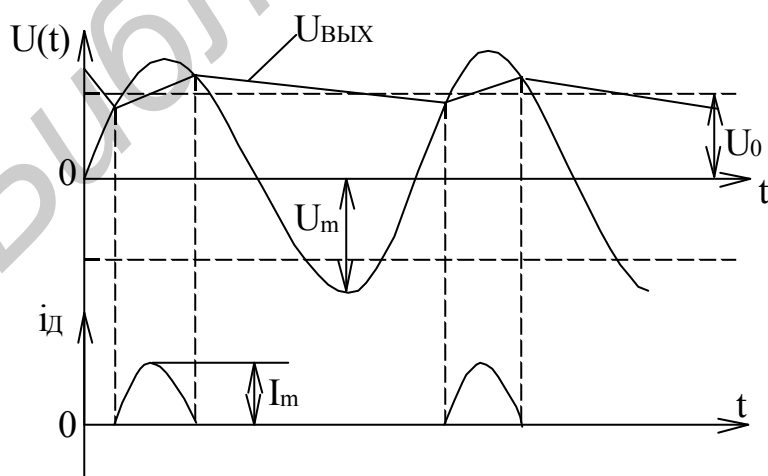


Рис. 4.4. Линейное детектирование диодным детектором

Рассмотрим качественно детектирование тонально-модулированного напряжения (рис.4.4). Постоянная времени детектора выбирается в соответствии с неравенством

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll RC \ll \frac{2\pi}{\Omega}$$

Левая часть этого неравенства характеризует способность детектора отфильтровывать высокочастотные составляющие де-

тектируемого сигнала, а правая часть отражает требование воспроизведения формы низкочастотного модулирующего колебания. Напряжение на выходе детектора представляет собой пульсирующую около среднего значения  $U_0$  функцию. Диаграмма напряжений иллюстрируется рис. 4.4. Ток через диод возможен только в течение отрезков периода когда по ложительные полуволны входного сигнала превышают уровень выходного напряжения. Если постоянная времени нагрузочной цепи велика по сравнению с периодом несущего колебания, т.е. если выполнено условие  $1/\omega C \ll R$ , то пульсации напряжения на выходе незначительны и в первом приближении можно считать, что  $U_{\text{вых}} \approx U_0 = I_{m0}R$ . Учитывая, что напряжение на нагрузке является по отношению к диоду “напряжением смещения”, приходим к построению, показанному на рис. 4.5.

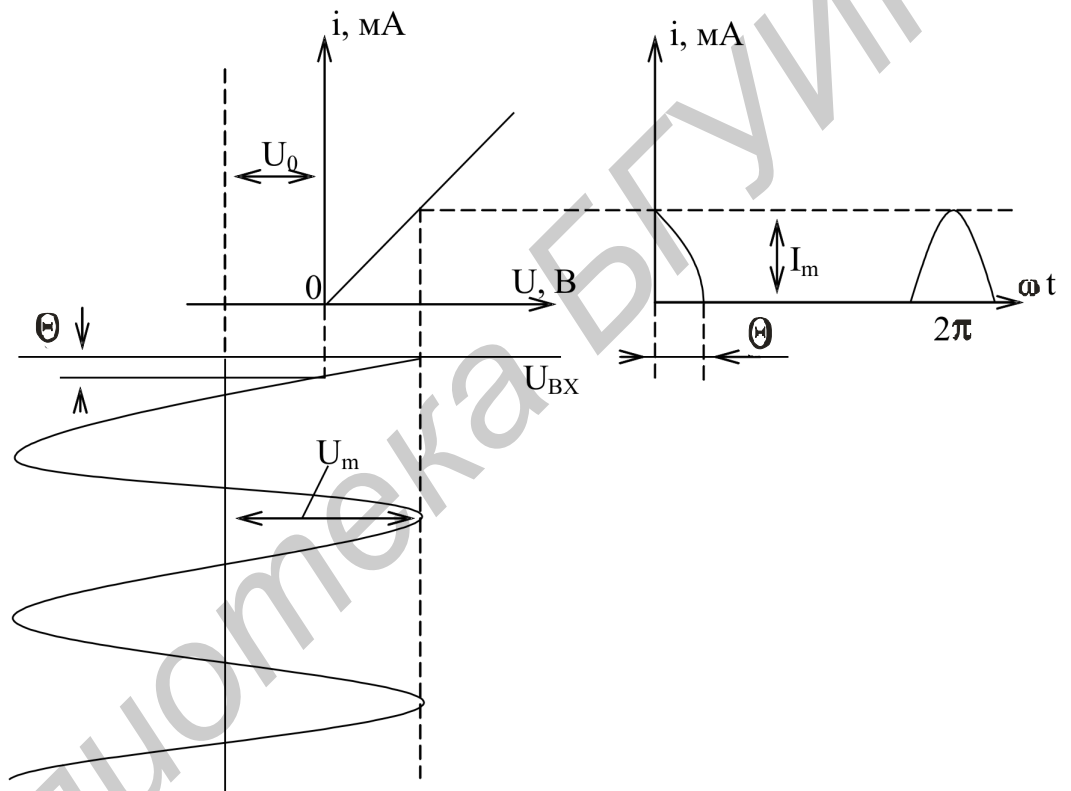
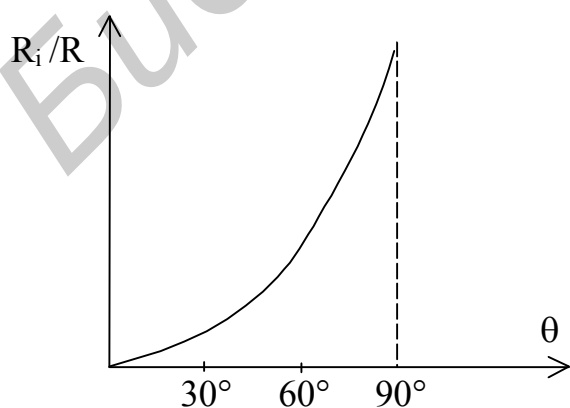


Рис. 4.5. Форма тока в линейном детекторе

Из рис. 4.5 видно, что  $U_m = U_0 + I_m R_i$ , где  $R_i$  – внутреннее сопротивление диода, а  $U_0 = U_m \cos \theta$ . Так как  $I_{m0} = \alpha_0 I_m$ , то можно записать



$$\frac{1}{\cos \theta} = 1 + \frac{I_m R_i}{\alpha_0 I_m R},$$

откуда, учитывая, что

$$\alpha_0 = (1/\pi)(\theta - \sin \theta \cos \theta)/(1 - \cos \theta),$$

получаем соотношение

Рис. 4.6. График трансцендентного уравнения для расчета параметров детектора

$$\frac{R_i}{R} = \frac{\operatorname{tg}\theta - \theta}{\pi}.$$

Итак, задание внутреннего сопротивления диода  $R_i$  и сопротивления нагрузки  $R$  однозначно определяет угол отсечки  $\theta$ . Полученное уравнение является трансцендентным. Поэтому угол отсечки удобно определять по графику, представленному на рис. 4.6. Интересно отметить два предельных случая, когда  $\theta = 0$  при  $R_i/R \rightarrow 0$  и  $\theta = \pi/2$  при  $R_i/R \rightarrow \infty$ . В первом случае мы имеем дело с выпрямлением переменного напряжения, а во втором случае приходим к выводу, что при детектировании угол отсечки должен приближаться к  $90^\circ$ .

#### 4.1.4. Входное сопротивление детектора

Важным параметром детектора является его входное сопротивление

$$R_{\text{вх.д}} = \frac{U_m}{I_{m1}},$$

где  $I_{m1}$  – амплитуда первой гармоники входного высокочастотного тока, протекающего через диод.

Имеем

$$R_{\text{вх.д}} = \frac{U_0 + I_m R_i}{I_m} = \frac{\alpha_0 R + R_i}{\alpha_1} = \frac{\operatorname{tg}\theta - \theta}{\theta - \sin\theta \cos\theta} R.$$

Если устремить  $\theta$  к нулю и дважды использовать правило Лопиталья для раскрытия неопределенности, то получим  $R_{\text{вх.д}} = R/2$ , т.е. при малых углах отсечки входное сопротивление детектора равно половине сопротивления нагрузки.

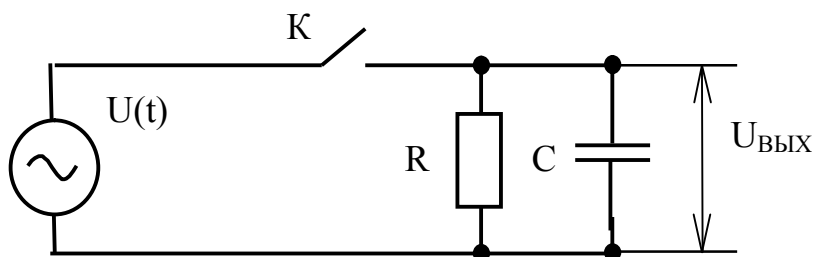
При малых  $R$  ( $R \ll R_i$ ) угол отсечки близок  $90^\circ$  и тогда входное сопротивление детектора равно удвоенному внутреннему сопротивлению диода. Действительно,

$$\frac{U_m}{I_{m1}} = R_i \frac{\pi}{\theta - \sin\theta \cos\theta} \Big|_{\theta \rightarrow \pi/2} = 2R_i.$$

Заметим, что параметры детектора и его линейная эквивалентная схема могут использоваться только при малой глубине модуляции высокочастотного сигнала.

#### 4.1.5. Синхронный детектор

Схема синхронного детектора (рис.4.7) состоит из источника амплитудно-модулированного напряжения  $U(t)$ , сопротивления нагрузки  $R$  и ключа  $K$ , который управляется синхронно с частотой источника амплитудно-модулированного напряжения. Ключ  $K$  то замыкает цепь на время, равное половине периода переменного напряжения, то размыкает цепь на такое же время.



Таким образом, проводимость цепи равна либо нулю, либо  $1/R$  в зависимости от того, разомкнут или замкнут ключ  $K$ .

Задача детектирования сводится к получению

Рис. 4.7. Схема синхронного детектора амплитудно-модулированных колебаний

низкочастотного сигнала, модулирующего высокочастотное напряжение. Пусть имеем амплитудно-модулированное напряжение (рис. 4.8)

$$U = U(t) = U_m (1 + m \cos \Omega t) \sin \omega_0 t.$$

Подадим это напряжение на цепь, в которую включено переменное сопротивление, изменяющееся с той же частотой  $\omega_0$ , так что проводимость цепи может быть записана в виде

$$y = \begin{cases} 1/R, & \text{если } 0 \leq \omega_0 t < \pi; \\ 0, & \text{если } \pi \leq \omega_0 t < 2\pi. \end{cases}$$

Тогда ток в цепи определится следующим образом:

$$i = U y = \begin{cases} \frac{U_m}{R} (1 + m \cos \Omega t) \sin \omega_0 t, & \text{если } 0 \leq \omega_0 t < \pi; \\ 0, & \text{если } \pi \leq \omega_0 t < 2\pi. \end{cases}$$

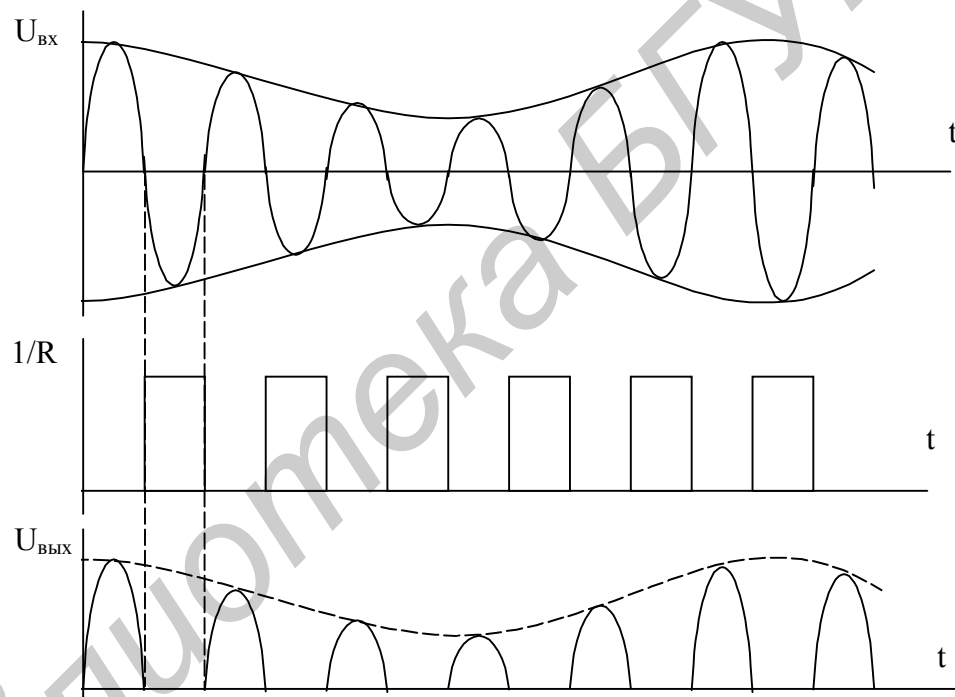


Рис. 4.8. Осциллограммы, иллюстрирующие работу синхронного детектора

Ранее мы установили, что диодный детектор дает хорошие результаты при достаточно высоком уровне поступающего на него амплитудно-модулированного сигнала (несколько вольт). Если же уровень сигнала составляет десятые доли вольта или еще меньше, то детектирование будет происходить на квадратичном участке вольт-амперной характеристики и даст большой уровень искажений. Поэтому для детектирования сигналов с малым уровнем применяют более сложные методы, одним из которых является синхронное детектирование.

Синхронный детектор – это ключ, который переключается специальным управляющим устройством синхронно с началом и окончанием каждого полу-периода синусоидальных колебаний. Роль ключа выполняет электронный ком-

мутатор, через который в нагрузку  $R$  проходят только положительные полупериоды амплитудно-модулированных колебаний.

На нагрузке  $R$  выделяется средняя составляющая пульсирующего напряжения, повторяющая огибающую амплитудно-модулированного колебания. Токи несущей частоты, как и у диодного детектора, замыкаются через конденсатор  $C$ . Прямоугольные импульсы, управляющие коммутацией, формируются в управляющем устройстве из входного амплитудно-модулированного колебания. Схема электронного коммутатора может быть построена так, что в нагрузку  $R$  будут проходить в одном направлении как положительные, так и отрицательные полупериоды АМ-колебания, т.е. детектирование будет двухполупериодным (рис. 4.9).

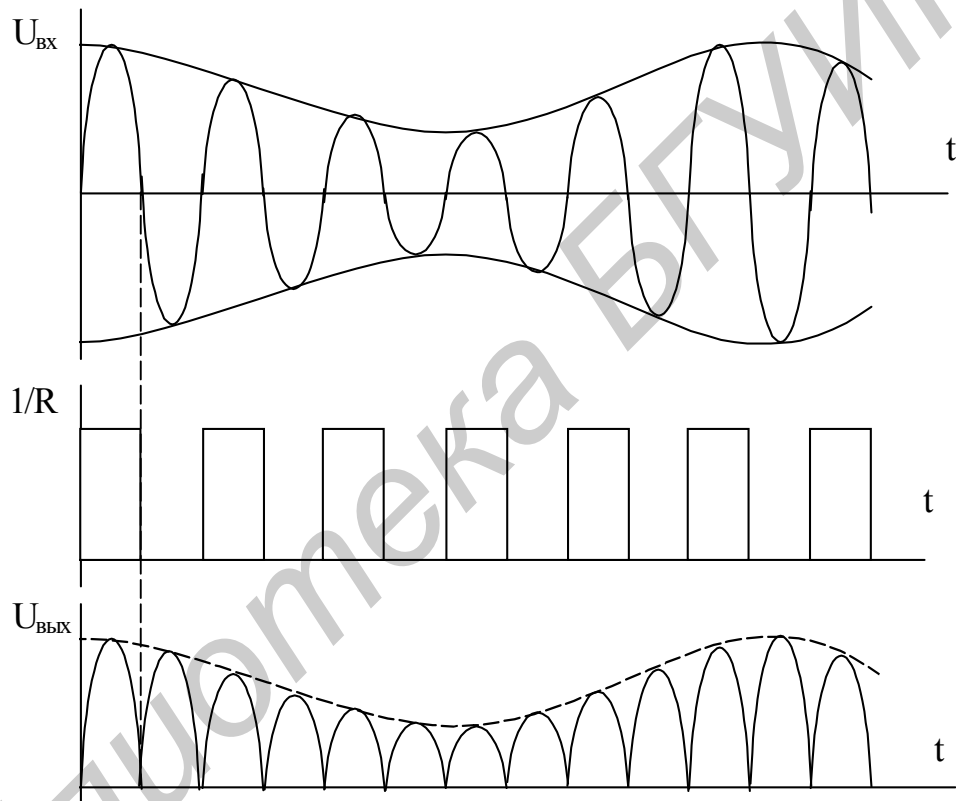


Рис. 4.9. Осциллограммы, иллюстрирующие работу двухполупериодного синхронного детектора амплитудно-модулированных колебаний

#### 4.1.6. Квадратурный детектор

Структурная схема квадратурного детектора показана на рис. 4.10. Сигнал с квадратурного детектора, представляющий собой сумму двух амплитудно-модулированных сигналов с подавленной несущей, поступает на синхронные детекторы 1 и 2. На синхронные детекторы подаются также напряжения с генератора, имеющего частоту и фазу, совпадающие с частотой и фазой подавленного несущего колебания. Так как сигналы  $U_1$  и  $U_2$  сдвинуты на  $90^\circ$ , то напряжения с генератора подаются на синхронные детекторы также со сдвигом по фазе на  $90^\circ$ .

$$U_{вх} = U_1(t) \cos \omega t + U_2(t) \sin \omega t$$

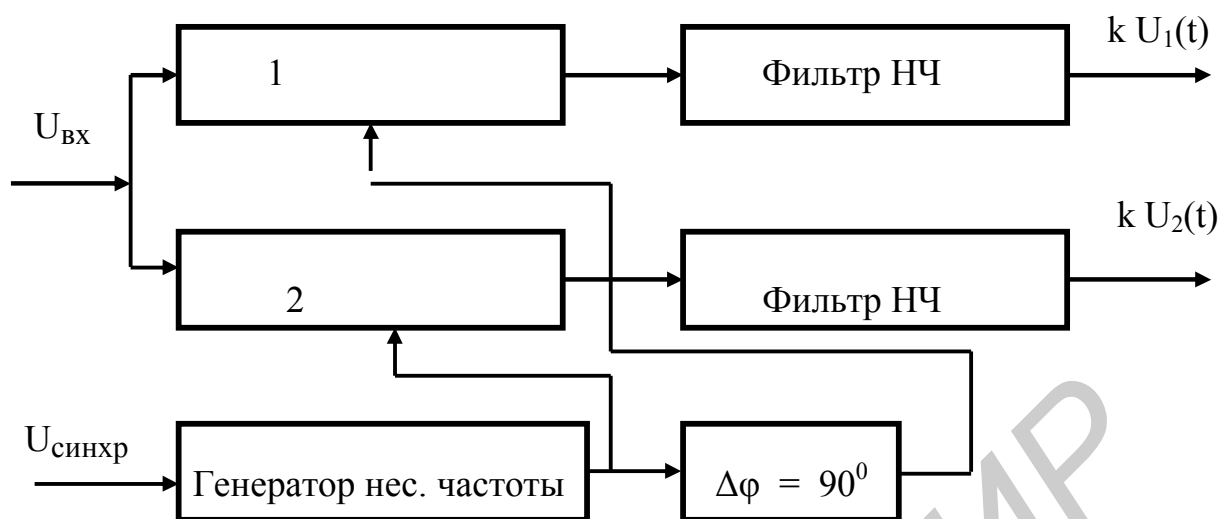


Рис. 4.10. Структурная схема квадратурного детектора

Сигнал на выходе синхронного детектора определяется произведениями

$$U_{\text{вых1}} = [U_1(t) \cos \omega t + U_2(t) \sin \omega t] U_{\text{ген}} \cos \omega t,$$

$$U_{\text{вых2}} = [U_1(t) \cos \omega t + U_2(t) \sin \omega t] U_{\text{ген}} \sin \omega t.$$

Из этих произведений соответствующими фильтрами низкой частоты выделяются передаваемые сообщения.

#### 4.1.7. Видеодетектор на интегральной схеме К174УР2Б

Рассмотрим работу видеодетектора микросхемы К174УР2Б. Структурная схема такого детектора приведена на рис.4.11, а принципиальная – на рис.4.12.

Амплитудно-модулированный сигнал с усилителя промежуточной частоты изображения (38 МГц) через эмиттерные повторители (транзисторы VT19, VT20) поступает одновременно на два дифференциальных усилителя.

Один из них собран на транзисторах VT21, VT22 и предназначен для формирования управляющих импульсов.

Второй, собранный на транзисторах VT24, VT25, с помощью включенного в его коллекторные цепи электронного коммутатора (транзисторы VT29 – VT32) осуществляет детектирование АМ-сигнала.

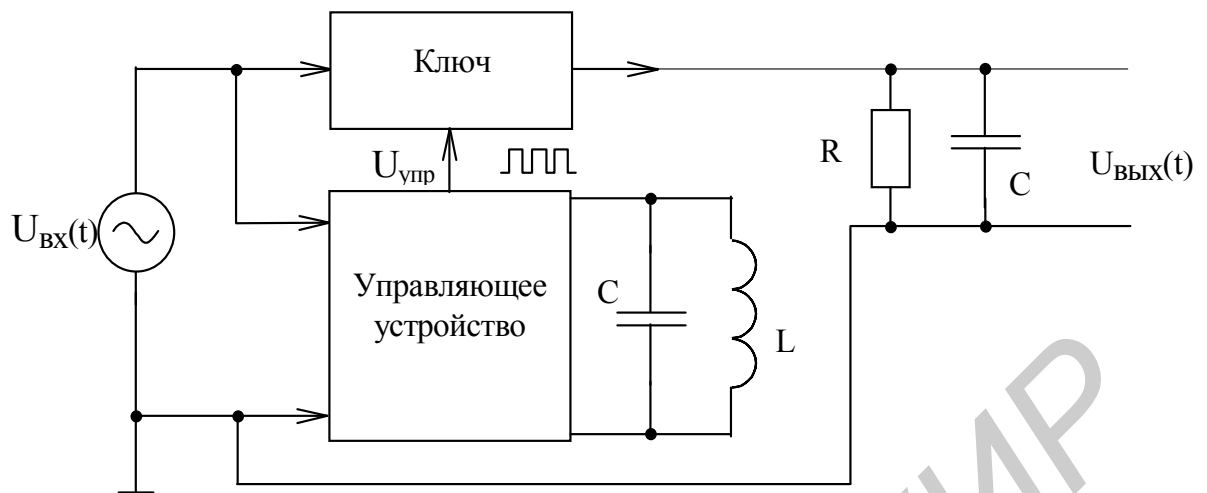


Рис. 4.11. Структурная схема видеодетектора микросхемы К174УР2Б

В коллекторные цепи транзисторов VT21 и VT22 включены диодные ограничители VD5 и VD6 и колебательный контур LC, настроенный на частоту 38,0 МГц.

Этот контур подсоединен к ИС через выходы 8 и 9. На коллекторных нагрузках транзисторов VT21 (R42) и VT22 (R43) образуются равные по уровню, но противоположные по фазе управляющие импульсы, следующие с частотой 38,0 МГц. Эти импульсы через эмиттерные повторители VT27 и VT28 подаются на электронный коммутатор, причем если на базах его транзисторов VT29 и VT31 в течение данного полупериода колебаний промежуточной частоты они

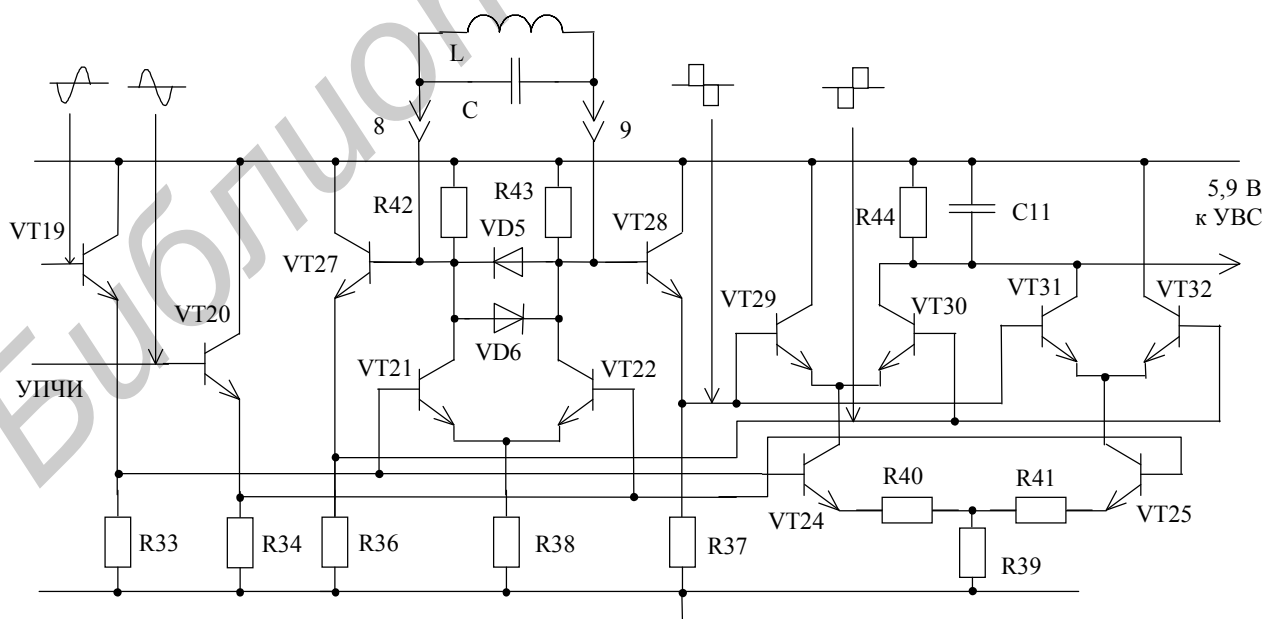


Рис. 4.12. Синхронный детектор микросхемы К174УР2Б имеют положительную полярность, то на базах транзисторов VT30 и VT32 отрицательную; в течение следующего полупериода – наоборот.



Элементы схемы подобраны таким образом, что коллекторные токи транзисторов VT24 и VT25 проходят только через те два транзистора электронного коммутатора, на базах которых действуют положительные управляющие импульсы (например, VT29 и VT31). Другие два транзистора (в данном случае VT30 и VT32) будут закрыты.

Нагрузка детектора R44 подключается к транзисторам либо VT25, либо VT24, в зависимости от того, какой из транзисторов электронного коммутатора (VT31 или VT30) в данный момент открыт. При этом на нагрузке будут выделяться в положительной полярности как положительные, так и отрицательные полуволны синусоидального напряжения. Частота выделенного на нагрузке синхронного детектора пульсирующего напряжения получается вдвое выше промежуточной частоты, и токи этой частоты легче замыкаются через конденсатор C11.

#### 4.1.8. Детектирование импульсных сигналов

Для детектирования импульсных сигналов используют два типа детекторов: пиковый и импульсный.

##### Пиковый детектор

Информация  $U_M$ , представляющая, например, гармоническое колебание, имеющее период  $T_M$ , и содержащаяся в сигнале  $U(t)$ , являющемся последовательностью высокочастотных импульсов, следующих с периодом  $T$ , выделяется

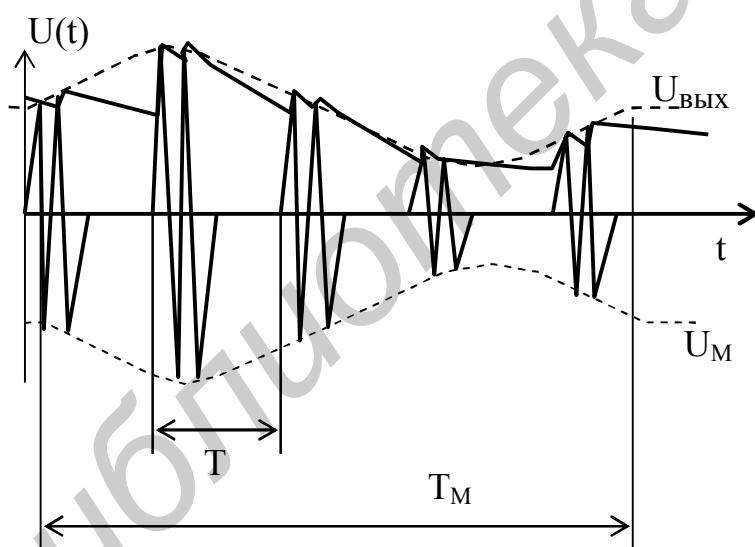


Рис. 4.13. Детектирование пиковым детектором

с помощью пикового детектора в виде напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  (рис. 4.13). Такое детектирование можно использовать в системах с амплитудно-импульсной модуляцией.

Из рис. 4.13 видно, что выходное напряжение пикового детектора следует за изменениями огибающей последовательности импульсов и определяется амплитудами импульсов, поступающих на вход детектора. Для обеспечения безынерционности работы детектора постоянная времени нагрузки его должна быть значительно больше периода следования импульсов  $T$  и меньше периода модулирующего напряжения  $T_M$ :

$$T \ll R_H C_H \ll T_M.$$

##### Импульсный детектор

Импульсный детектор отличается от пикового тем, что его выходное напряжение успевает следить за изменениями огибающей одиночного импульса

(рис.4.14). Поэтому такой детектор можно использовать для получения информации о временном положении или длительности импульса, т.е. можно применять в системах с ВИМ и ДИМ. Постоянная времени нагрузки импульсного детектора должна быть значительно больше периода несущего колебания  $T_H$  и меньше длительности импульса  $\tau$ :

$$T_H \ll R_H C_H \ll \tau.$$

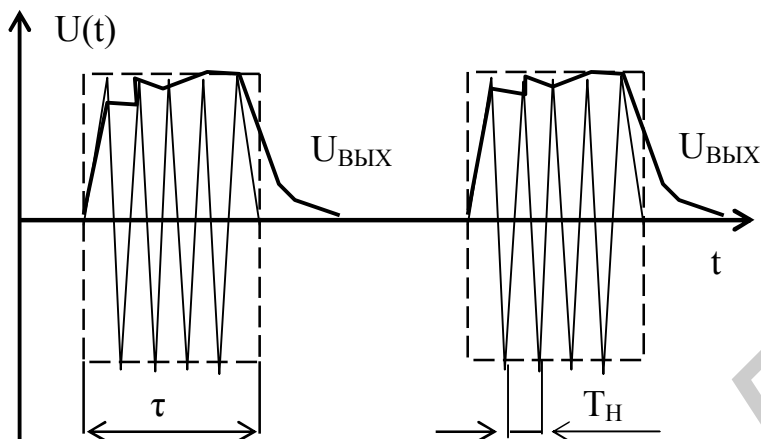


Рис. 4.14. Детектирование импульсным детектором

Наиболее широко распространены импульсные детекторы. Даже в тех случаях, когда нужно выделить огибающую последовательности прямоугольных импульсов вместо пикового детектора используют импульсный, применяя двукратное детектирование: сначала импульсным детектором выделяют огибающие каждого радиоимпульса, а затем полученные видеоимпульсы подают

на вход пикового детектора.

Чаще всего используют диодное детектирование, как в схемах пикового детектора, так и в схемах импульсного детектора.

## 4.2. Схемотехника частотных детекторов

Частотный детектор должен осуществлять преобразование частотно-модулированного сигнала в напряжение, меняющееся во времени по тому же закону, что и частота детектируемого радиосигнала. Существует несколько типов частотных детекторов. Различия между ними касаются главным образом способа устранения влияния паразитной амплитудной модуляции. Для устранения влияния на результат детектирования паразитной амплитудной модуляции используются амплитудные ограничители.

Амплитудный ограничитель применяется как каскад, предшествующий преобразованию частотно-модулированного напряжения в низкочастотное напряжение.

### 4.2.1. Диодный амплитудный ограничитель

Диодный амплитудный ограничитель входного сигнала используется в каналах красного и синего телевизионных приемников. Как правило, схема ограничителя должна обеспечивать равенство амплитуд положительных и отрицательных полупериодов колебаний.

На рис. 4.15 приведена схема диодного амплитудного ограничителя и осциллограммы, иллюстрирующие его работу.

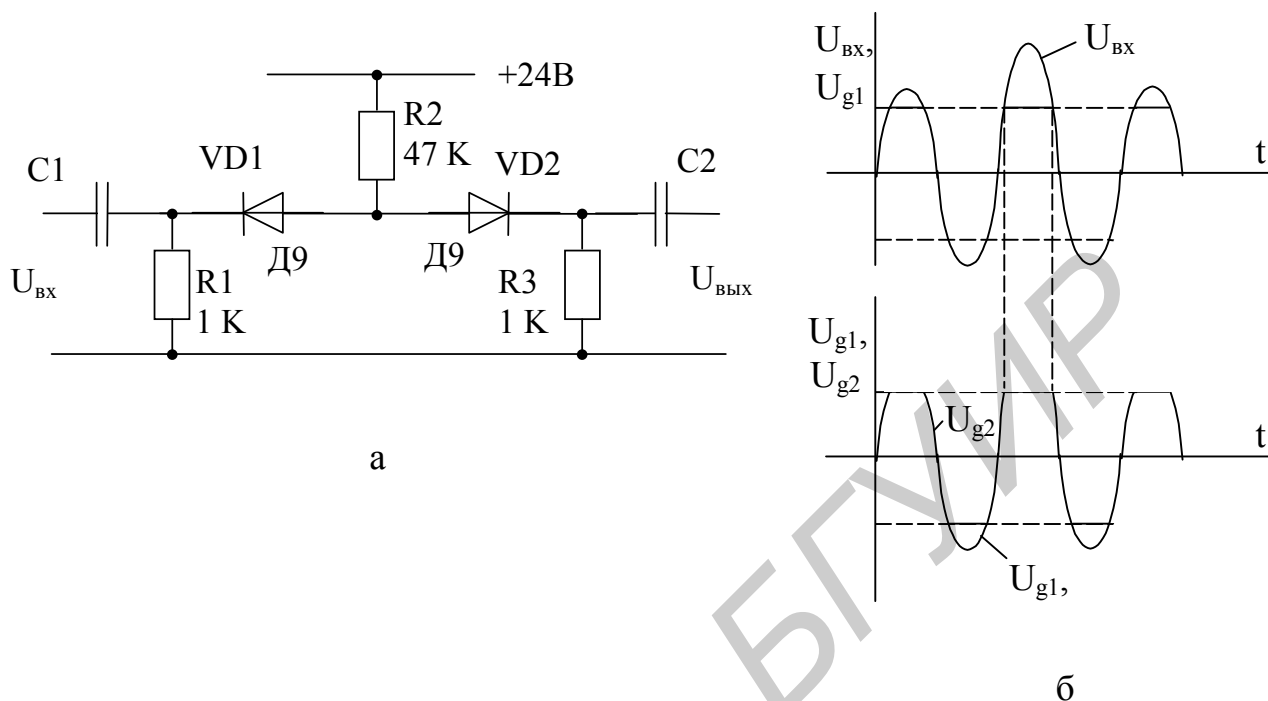


Рис. 4.15. Принципиальная схема диодного ограничителя (а) и осциллограммы, иллюстрирующие его работу (б)

При отсутствии сигнала на входе схемы диоды  $VD1$  и  $VD2$  открыты. Когда на вход поступает переменное напряжение, то диод  $VD1$  пропускает отрицательные полупериоды тока без ограничения, а положительные импульсы ограничивает. Последние пропускаются диодом  $VD1$  только до уровня около 0,5 В, который не превышает напряжения  $U_1$ , действующего на катоде открытого диода  $VD1$ .

Диодный амплитудный ограничитель устраняет неравномерность в амплитуде выходного сигнала, подавляет паразитную амплитудную модуляцию.

Диод  $VD2$  пропускает беспрепятственно ограниченные диодом  $VD1$  положительные полупериоды. Отрицательные полупериоды пропускаются этим диодом только до значения, не превышающего значения напряжения на катоде этого диода. Так как  $R1 = R2$  и  $R_{д1} = R_{д2}$ , то равны и пороги ограничения. Эта схема используется в телевизорах УЛПЦТ-59/61-II.

Существуют диоды, при использовании которых эффект ограничения получается и без отрицательного смещения. Эти диоды должны иметь вольт-амперную характеристику  $I = f(u)$ , примерный вид которой показан на рис. 4.16. Такие диоды можно подключить непосредственно к колебательному контуру так, как показано на рис. 4.12, где диоды  $VD5$  и  $VD6$  в схеме синхронного детектора обеспечивают двустороннее ограничение.

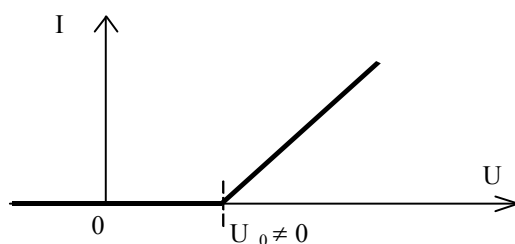


Рис. 4.16. Вольт-амперная характеристика диодов для амплитудного ограничителя

#### 4.2.2. Транзисторный ограничитель

На рис. 4.17 показана схема транзисторного двустороннего ограничителя, построенная по принципу дифференциального усилителя. Транзисторы VT1 и VT2 должны иметь одинаковые параметры.

С помощью делителей R1-R2 и R5-R6 устанавливаются одинаковые напряжения смещения.

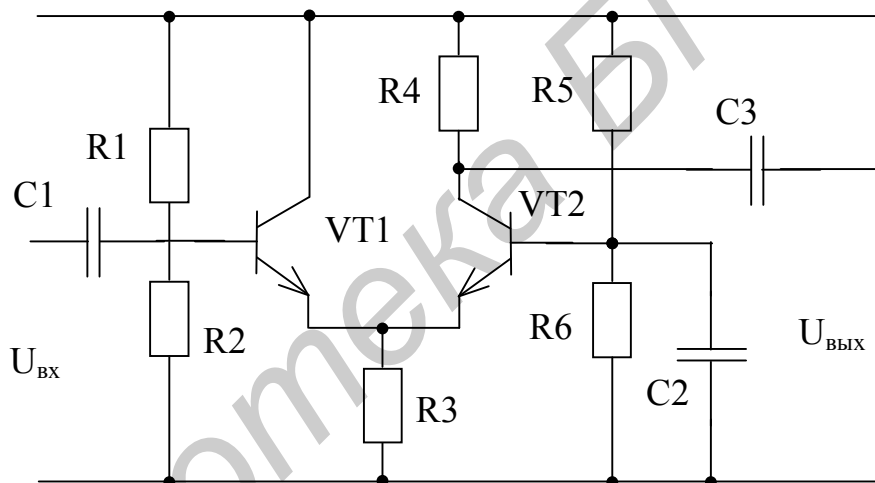


Рис. 4.17. Схема двустороннего ограничителя на транзисторах

При подаче положительного полупериода на базу VT1 ток коллектора (эмиттера) возрастает и формирует напряжение на R3, которое закрывает транзистор VT2, когда оно превысит уровень его базового смещения, в результате чего происходит ограничение сигнала сверху.

При подаче отрицательного полупериода на базу VT1 транзистор VT1 закроется, когда уровень входного сигнала превысит напряжение смещения на базе VT1, что ограничит амплитуду входного сигнала снизу. Таким образом, ограничение входного сигнала сверху и снизу определяется напряжениями смещения на базах транзисторов VT1 и VT2. Эти схемы использовались в телевизорах УПИМЦТ, УСЦТ, но сейчас они выполняются в микросхемном варианте, например, в интегральных схемах К174УР1 или К174ХА1 содержатся такие амплитудные ограничители.

### 4.2.3. Амплитудный ограничитель в микросхемном исполнении

Схема усилителя-ограничителя, использующего ИС К174ХА1 в телевизоре УПИМЦТ-61-II, показана на рис. 4.18. В состав ограничителя входят два дифференциальных усилителя на транзисторах VT13, VT14 и VT17, VT18. Транзисторы VT15 и VT19 представляют собой генератор тока. На базы этих транзисторов подается фиксированное постоянное напряжение с делителя на резисторах RT24, R28.

Так как оба дифференциальных усилителя идентичны, то рассмотрим работу одного из них. Режим каскада на транзисторе VT13 выбран таким, что при увеличении амплитуды положительной полуволны входного синусоидального сигнала на его базе выше порога ограничения ток через транзистор VT13 закрывается и весь коллекторный ток транзистора VT15 протекает через транзистор VT14.

Таким образом, ограничение сигнала сверху и снизу определяется выбранным режимом и происходит за счет насыщения и отсечки тока транзисторов дифференциального усилителя.

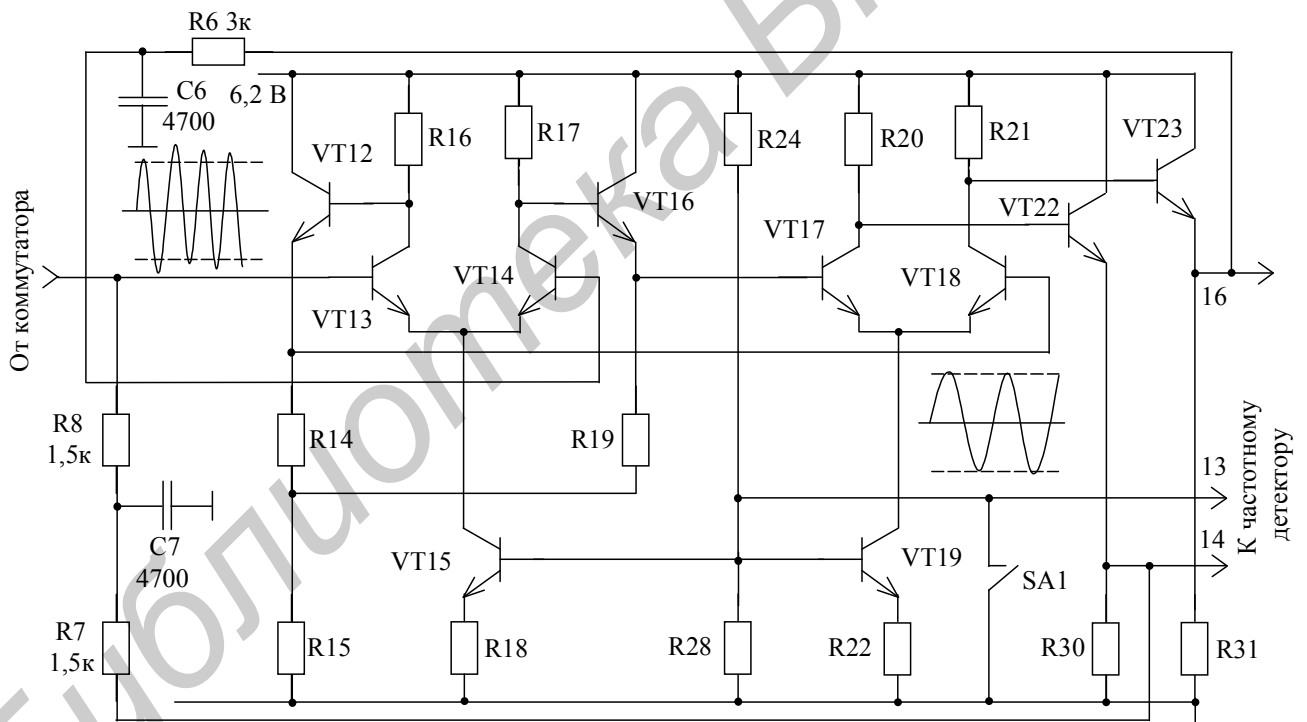


Рис. 4.18. Амплитудный ограничитель микросхемы К174ХА1

С коллекторов транзисторов VT13 и VT14 сигнал через эмиттерные повторители на транзисторах VT12 и VT16 поступает на транзисторы VT17 и VT18 второго дифференциального усилителя, предназначенного для увеличения степени ограничения. С коллекторов этих транзисторов усиленные и ограниченные по амплитуде сигналы размахом 0,2 В через эмиттерные повторители на транзисторах VT22 и VT23 поступают на частотные детекторы.

Вывод 13 ИС, соединенный с базами транзисторов генератора токов VT15 и VT19, служит для отключения канала цветности. Такое отключение производится периодически во время передачи строчного гасящего импульса, соединяющего этот вывод с шасси, или при помощи выключателя SA1.

#### 4.2.4. Электронный коммутатор

Существует большое количество разнообразных схем электронных коммутаторов. Рассмотрим работу электронного коммутатора, предназначенного для переключения сигналов  $U_1$  и  $U_2$ , поочередно следующих друг за другом и поступающих на входы А и В таким образом, что сигнал  $U_1$  оказывается только на выходе С, а сигнал  $U_2$  – только на выходе D, независимо от того, на какой из входов, А или В, они поступают (рис. 4.19).

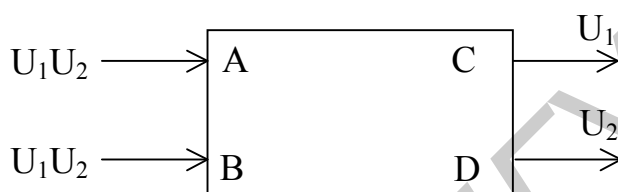


Рис. 4.19. Структурная схема электронного коммутатора

#### 4.2.5. Диодная схема электронного коммутатора

Схема диодного электронного коммутатора показана на рис. 4.20. Пусть в данный момент в точку А пришел сигнал  $U_1$  и положительный управляющий импульс, а в точку В – сигнал  $U_2$  и отрицательный управляющий импульс.

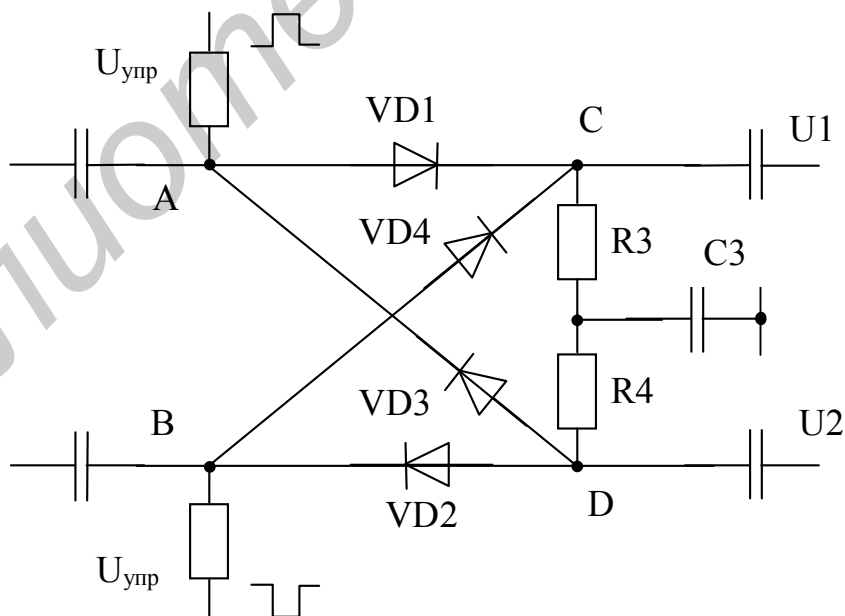


Рис. 4.20. Диодная схема электронного коммутатора

При этом положительный импульс открывает диод VD1 и закрывает диод VD3. Сигнал  $U_1$  проходит на выход коммутатора в точку С. Отрицательный управляющий импульс открывает диод VD2 и закрывает диод VD4. Сигнал  $U_2$  проходит на выход D электронного коммутатора.

После окончания действия сигнала  $U_1$  на вход А поступает сигнал  $U_2$ , а на вход В – сигнал  $U_1$ . Одновременно меняется и полярность управляющего импульса, поэтому диоды VD3 и VD4 открываются, а диоды VD1 и VD2 закрываются. В результате сигнал  $U_2$  из точки А поступает (через открытый диод VD3) на выход коммутатора в точку D, а сигнал  $U_1$  из точки В (через открытый диод VD4) – на выход в точку С.

Таким образом, благодаря правильной коммутации любой из чередующихся на входах электронного коммутатора сигналов попадает в свой канал. Резисторы R3 и R4 служат для пропускания постоянного тока диодов, а конденсатор С3 – для устранения паразитной обратной связи между каналами. Основной причиной паразитных связей в коммутаторе являются емкости р-п-переходов диодов и емкости монтажа.

#### 4.2.6. Электронный коммутатор на интегральных схемах

В телевизорах УПИМЦТ, УСЦТ электронный коммутатор расположен в двух микросхемах K174XA1 и выполнен на четырех дифференциальных усилителях. На рис. 4.21 приведена упрощенная схема такого коммутатора. Основой коммутатора являются дифференциальные пары VT1, VT2; VT3, VT4; VT5, VT6; VT7, VT8.

На эмиттеры транзисторов VT1, VT2 и VT5, VT6 подается сигнал  $U_1$ , а на эмиттеры транзисторов VT3, VT4 и VT7, VT8 – сигнал  $U_2$ . На базы транзисторов VT1, VT8, VT4 и VT5 подаются от симметричного триггера коммутирующие импульсы противоположной полярности. Причем полярность коммутирующих импульсов на базах транзисторов VT4 и VT5 должна совпадать с приходом на коммутатор сигнала  $U_1$ . При этом на базах транзисторов VT1, VT8 полярность коммутирующих импульсов будет отрицательной. На базы транзисторов VT2, VT3 и VT6, VT7 подается фиксированное постоянное напряжение, образованное соответственно делителями R2, R3 и R8, R9. Общей нагрузкой транзисторов VT2 и VT3 служит резистор R4, а транзисторов VT6 и VT7 – резистор R7.

Так как левая и правая части электронного коммутатора идентичны, рассмотрим работу левой половины схемы. В момент, когда на базу транзистора VT4 поступает положительный коммутирующий импульс, транзистор откроется. При этом за счет протекающего тока потенциал на его эмиттере, а следовательно, и на эмиттере транзистора VT3 становится выше потенциала на базе, созданного делителем напряжения R2, R3. Это приводит к запирающему транзистора VT3, и сигнал  $U_2$ , поступающий в цепь эмиттера, не выделяется на нагрузке R4 дифференциальной пары VT3, VT4 и не проходит на выход коммутатора в точку С.

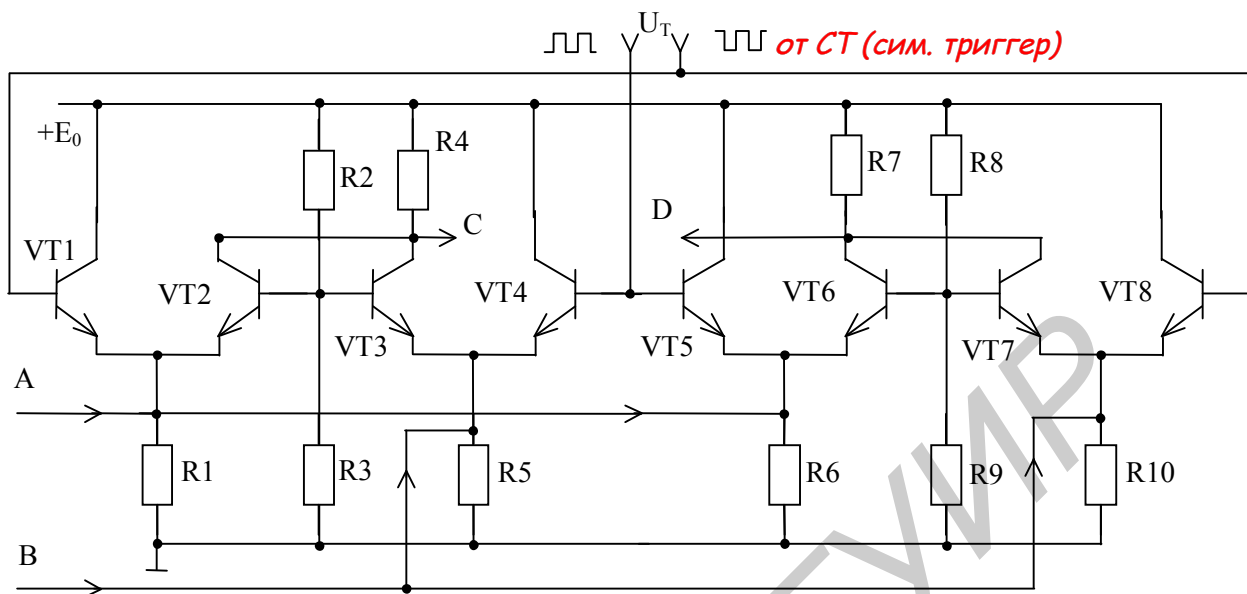


Рис. 4.21. Схема электронного коммутатора микросхемы K174XA1

В это же время на базу транзистора VT1 подается отрицательный коммутирующий импульс. Транзистор VT1 закрывается, а транзистор VT2 остается открытым. В результате сигнал  $U_1$ , поступающий на его эмиттер, выделяется на нагрузке R4 дифференциальной пары VT1, VT2 и проходит на выход коммутатора в точку C. При смене полярности управляющих импульсов на базу транзистора VT4 подается отрицательный коммутирующий импульс, на базу транзистора VT1 – положительный коммутирующий импульс. Вследствие этого транзистор VT2 закрывается, а транзистор VT3 открывается. Поступающий на эмиттер транзистора VT3 сигнал  $U_2$  выделяется на нагрузке R4 и проходит на выход коммутатора в точку C. Таким образом, левая часть схемы электронного коммутатора пропускает на выход в точку C только сигналы  $U_1$ . Правая часть схемы работает аналогично, на ее выход проходят только сигналы  $U_2$ .

#### 4.2.7. Дробный частотный детектор (детектор отношений)

В настоящее время во многих выпускаемых промышленностью радиовещательных приемниках с УКВ-диапазоном и в телевизорах для детектирования частотно-модулированных колебаний используется дробный частотный детектор.

Этот детектор почти нечувствителен к амплитудной модуляции, благодаря чему отпадает необходимость в амплитудном ограничителе. Применение дробного детектора часто позволяет исключить один усилительный каскад из схемы радиоприемника, что приводит к упрощению и повышению устойчивости работы последнего.

Принципиальная схема дробного частотного детектора показана на рис. 4.22. Переменные напряжения  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$ , подводимые к диодам VD1 и VD2, представляют собой суммы двух напряжений: одно из них – это напряжение на катушке связи L3, а другое – напряжение между средней точкой катушки L2 и одним из ее концов. Сумма выпрямленных напряжений  $U_{C3}$  и  $U_{C4}$  подводится к конденсатору C5, емкость которого выбирается достаточно большой, чтобы на-



напряжение  $U_0$  на конденсаторе  $C5$  не успевало реагировать на те изменения амплитуды напряжений  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$ , которые происходят со звуковыми и более высокими частотами.

Ввиду особенности включения диодов  $VD1$  и  $VD2$  одно из напряжений  $U_{C3}$  и  $U_{C4}$  на конденсаторах  $C3$  и  $C4$  по отношению к земле имеет положительную полярность, а другое – отрицательную.

Рассмотрим процесс детектирования частотно-модулированных колебаний. Выходное напряжение частотного детектора снимается со средней точки делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R1$  и  $R2$  с одинаковыми сопротивлениями.

Как видно из рисунка, напряжение  $U_{вых}$  равно разности между напряжением на конденсаторе  $C3$  и половиной напряжения  $U_0$  на конденсаторе  $C5$ :

$$U_{вых} = U_{C3} - U_0/2.$$

Из этого же рисунка видно, что

$$U_0 = U_{C3} + U_{C4}.$$

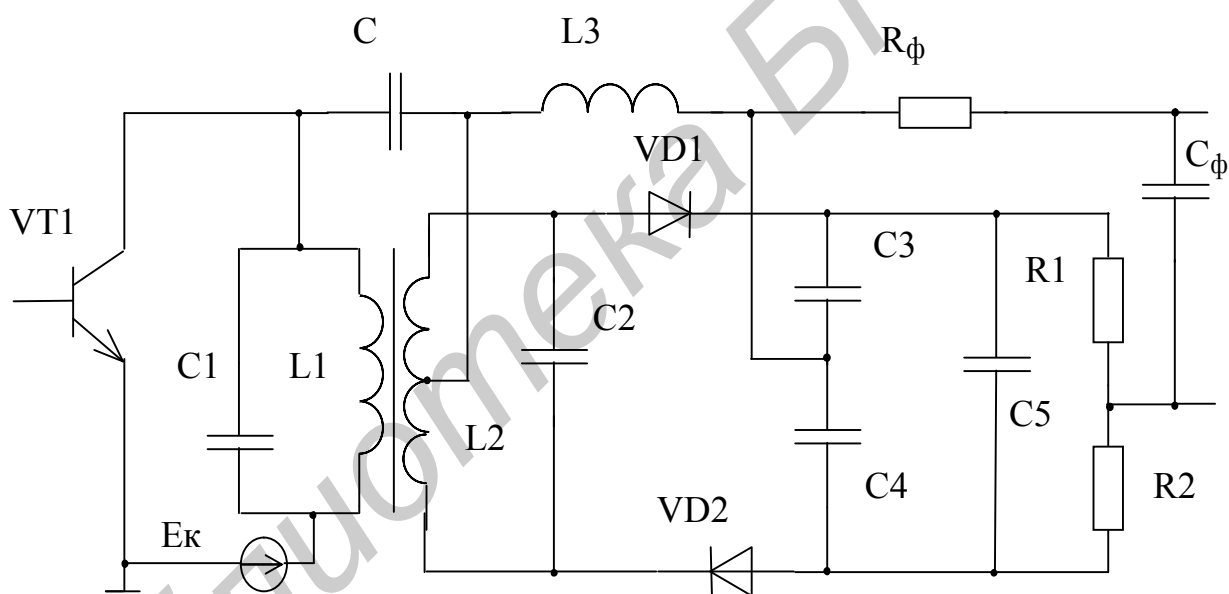


Рис. 4.22. Принципиальная схема дробного частотного детектора

При поступлении частотно-модулированных колебаний  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$ , подводимых к диодам  $VD1$  и  $VD2$ , начинают изменяться выходные напряжения  $U_{C3}$  и  $U_{C4}$  диодных детекторов. При этом особенностью дробного детектора является то, что изменение частоты входного частотно-модулированного сигнала приводит к изменению отношения амплитуд напряжений  $U_{C3}$  и  $U_{C4}$  при сохранении их суммы практически постоянной. Постоянство суммы указанных напряжений обусловлено двумя причинами.

Во-первых, при частотной модуляции сигнала изменения амплитуд  $U_{д1}$  и  $U_{д2}$  происходят в противофазе, т.е. при увеличении  $U_{д1}$  уменьшается  $U_{д2}$  и наоборот. Это означает, что в дробном детекторе при отклонении частоты сигнала от  $f_0$  для каждого диодного детектора  $VD1$  и  $VD2$  устанавливаются свои углы

отсечки, а следовательно, и свои входные сопротивления и коэффициенты передачи. За счет этого сумма напряжений  $U_{C3}$  и  $U_{C4}$  изменяется меньше, чем каждое из них.

Во-вторых, что более важно, сумма напряжений  $U_{C3}$  и  $U_{C4}$  подводится к конденсатору  $C5$ , имеющему большую емкость, и поэтому не может изменяться со скоростью изменения модулирующего напряжения при передаче звуковых колебаний.

Выходное напряжение дробного частотного детектора можно представить в следующем виде:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{C3}}{U_{C3} + U_{C4}} U_0 - \frac{U_0}{2} = \frac{\frac{U_{C3}}{U_{C4}} - 1}{\frac{U_{C3}}{U_{C4}} + 1} \frac{U_0}{2}.$$

Тот факт, что выходное напряжение рассматриваемого детектора зависит от величины дроби  $U_{C3}/U_{C4}$ , определяет его название. В литературе часто для дробного детектора употребляется термин «детектор отношений».

#### 4.2.8. Детектор произведений

В интегральных микросхемах для детектирования частотно-модулированных сигналов используется детектор произведений, который содержит минимальное число элементов, не поддающихся интеграции (катушек индуктивности и конденсаторов). Детектор произведений, структурная схема которого показана на рис. 4.23, состоит из схемы совпадения, имеющей два входа, фазовращателя и фильтра нижних частот.

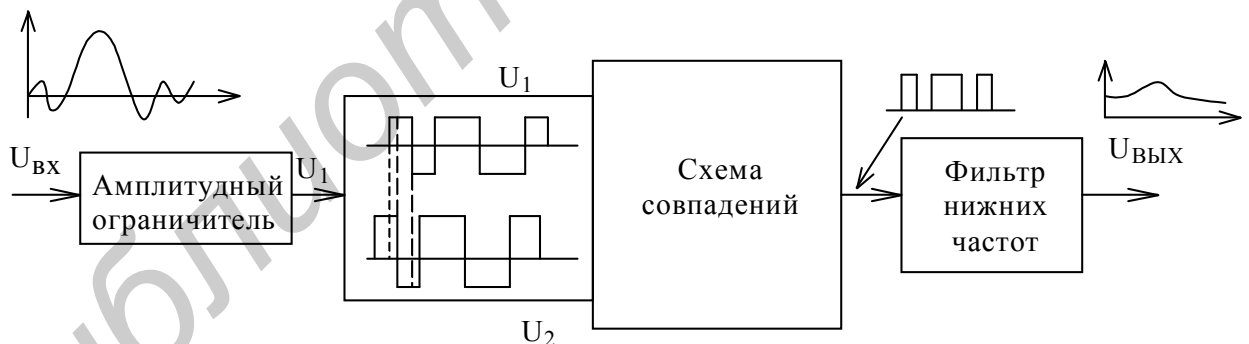
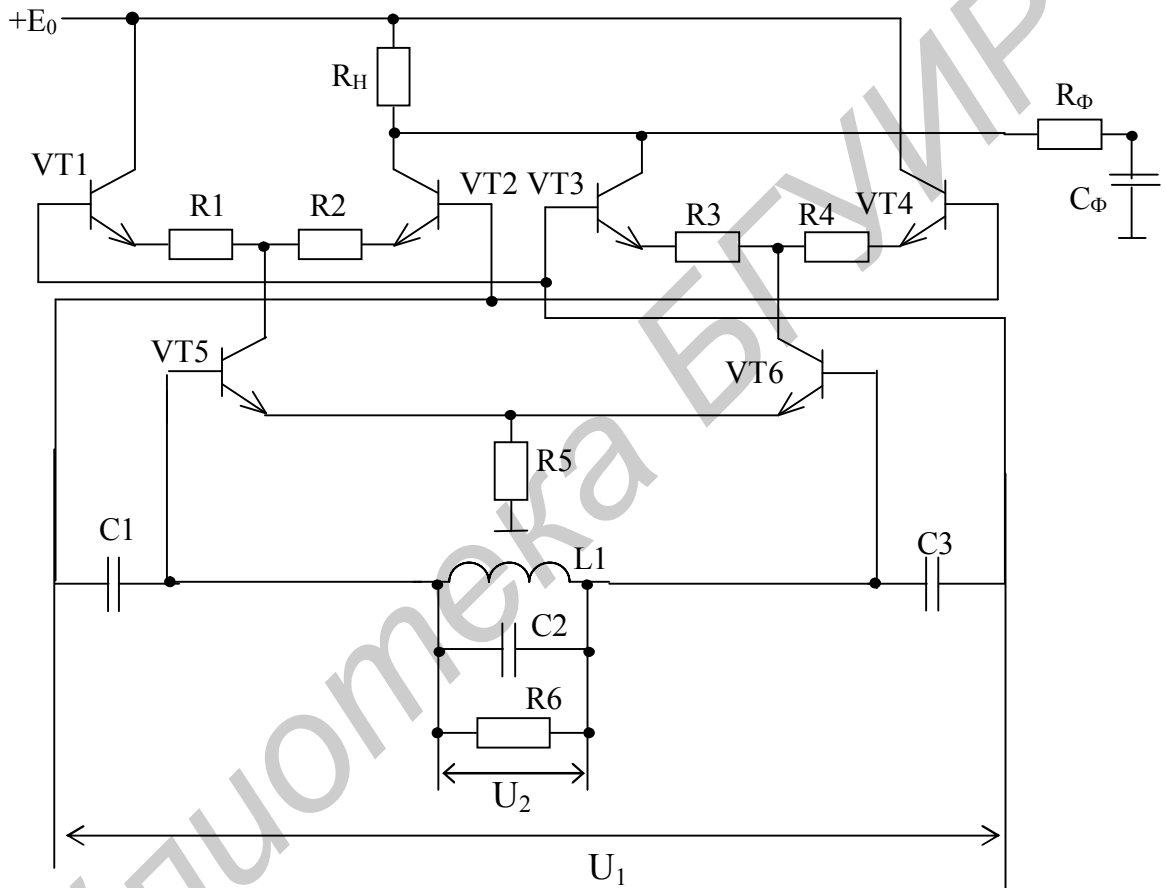


Рис. 4.23. Структурная схема детектора произведений

Частотно-модулированный сигнал  $U_{\text{ВХ}}$ , подверженный обычно паразитной амплитудной модуляции, проходит через двусторонний амплитудный ограничитель и преобразуется в последовательность импульсов  $U_1$  одинаковой амплитуды. Это импульсное напряжение поступает на один вход схемы совпадения непосредственно, а на второй вход – через фазовращатель. Напряжение  $U_2$ , образующееся на выходе фазовращателя (т.е. поступающее на второй вход схемы совпадения), оказывается сдвинутым по фазе относительно напряжения  $U_1$  на некоторый угол  $\varphi$ , пропорциональный девиации несущей (промежуточной) частоты частотно-модулированного входного сигнала  $U_{\text{ВХ}}$ .

Под воздействием напряжений  $U_1$  и  $U_2$  на выходе схемы совпадения вырабатывается положительное импульсное напряжение  $U_H$ , скважность которого, а следовательно, и средняя составляющая находятся в прямой зависимости от фазового сдвига между входными напряжениями ( $U_1$  и  $U_2$ ), т.е. от девиации частоты сигнала  $U_{ВХ}$ , или, что то же самое, от модулирующего сигнала. Фильтр нижних частот служит для пропускания на выход только средней составляющей  $U_{ВЫХ}$  импульсного напряжения  $U_H$ .

Принципиальная схема детектора произведений в упрощенном виде показана на рис.4.24.



От амплитудного ограничителя

Рис. 4.24. Принципиальная схема детектора произведений

Схема совпадения представляет собой синхронный детектор, который состоит из дифференциального усилителя (транзисторы  $VT5$  и  $VT6$ ) и двух электронных коммутаторов ( $VT1-VT4$ ).  $R_H$  – это нагрузка синхронного детектора, а  $R_\Phi C_\Phi$  – фильтр нижних частот.

Фазовращатель образован параллельным колебательным контуром  $L1C2R6$ , настроенным на несущую (промежуточную) частоту входного сигнала, и включенными последовательно с контуром конденсаторами  $C1$  и  $C3$ .

На вход фазовращателя поступает ограниченный по амплитуде (импульсный) частотно-модулированный сигнал  $U_1$ . Если частота этого сигнала  $f_{ВХ} = f_0$  (модуляция отсутствует), то напряжение  $U_2$  на выходе фазовращателя оказывается сдвинутым по фазе относительно входного напряжения на угол  $\varphi = 90^\circ$ .

При увеличении частоты входного сигнала угол  $\varphi$  уменьшается и стремится к нулю, а при уменьшении частоты – к  $180^\circ$ . Соответствующая частотная характеристика фазовращателя показана на рис. 4.25.

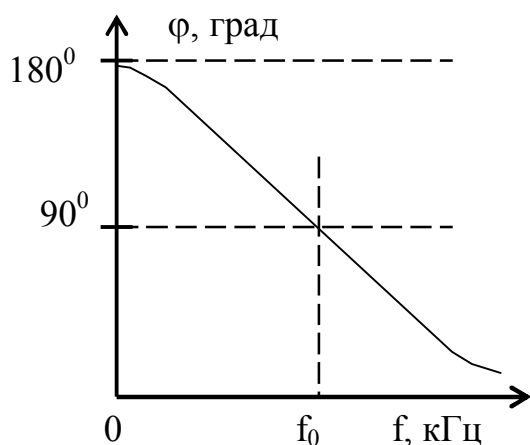


Рис. 4.25. Фазочастотная характеристика фазовращателя

Кроме фазовращателя сигнал  $U_1$  поступает на базы транзисторов электронных коммутаторов, причем полярность этого сигнала на соединенных попарно базах транзисторов VT1 и VT3, базах транзисторов VT2 и VT4 будет противоположной.

Также противоположной будет полярность сигнала  $U_2$ , поступающего от фазовращателя на базы транзисторов дифференциального усилителя VT5 и VT6.

Все транзисторы схемы совпадения работают в ключевом режиме, т.е. запираются при поступлении на их базы отрицательных составляющих напряжений  $U_1$  или  $U_2$  и открываются до насыщения при поступлении положительных составляющих.

Из рис. 4.24 видно, что через транзисторы VT1 и VT2 ток может протекать только в том случае, когда открыт транзистор VT5, а через транзисторы VT3 и VT4 – когда открыт транзистор VT6. Ток через нагрузку  $R_H$  будет протекать только в случаях, когда одновременно открыты транзисторы VT2 и VT5 или VT3 и VT6. При этом на нагрузке формируется положительное импульсное напряжение  $U_H$ , структура которого определяется фазовым соотношением между напряжениями  $U_1$  и  $U_2$ .

Рис. 4.26 поясняет принцип формирования напряжения  $U_H$  и изменения его среднего значения, т.е. выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$ , при трех значениях угла сдвига фаз:  $\varphi = 0, 90^\circ$  и  $180^\circ$ . Открытое состояние транзисторов совпадения отмечено штриховкой.

Напряжение  $U_H$  имеет положительные значения (значения логической единицы) только в те моменты времени, когда одновременно открыты транзисторы VT2 и VT5 или VT3 и VT6, т.е. когда напряжения  $U_1$  и  $U_2$  совпадают по фазе. В другие моменты времени  $U_H = 0$ . Если положительные значения напряжений  $U_1$  и  $U_2$  обозначить логической единицей, а их отрицательные значения –

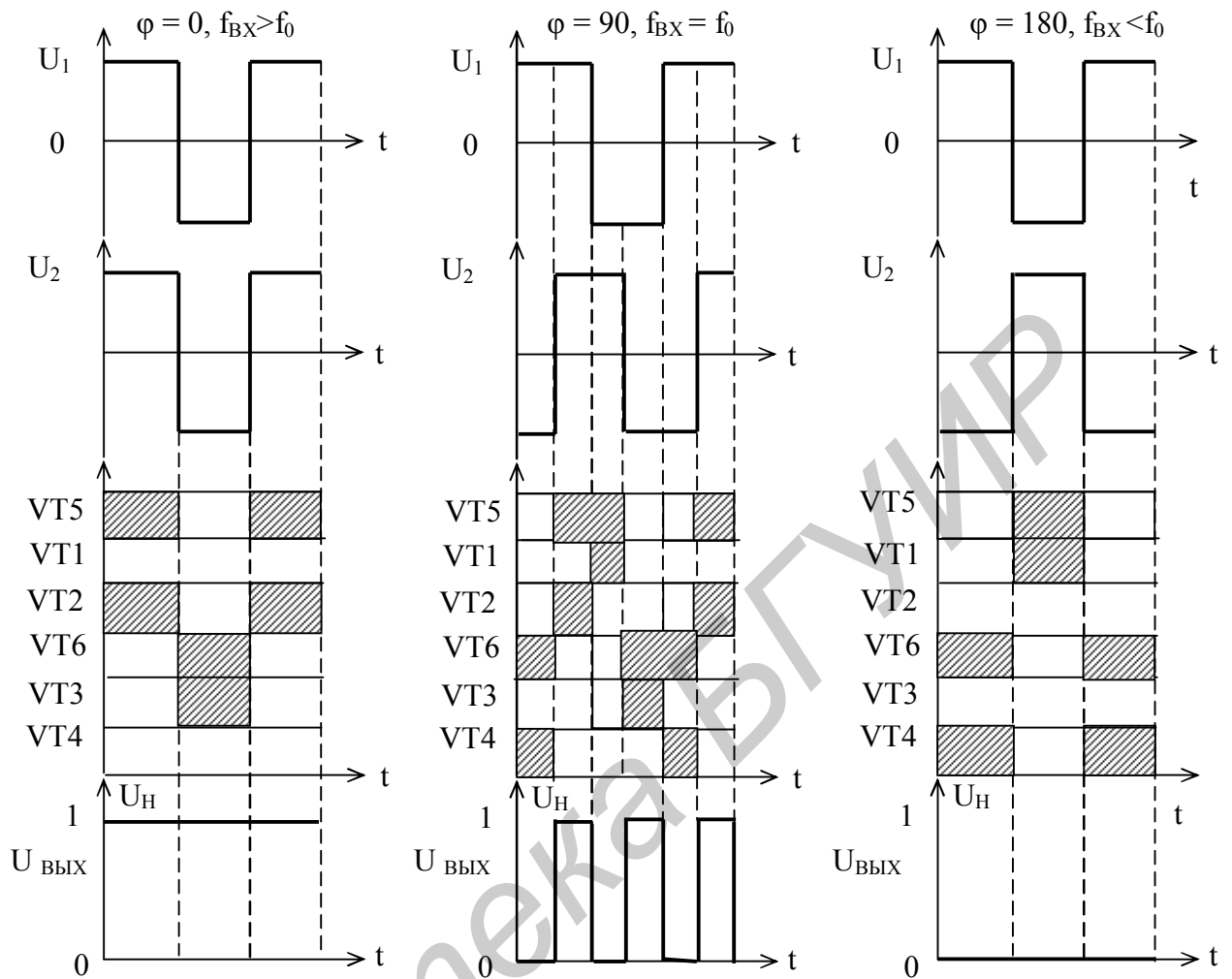


Рис. 4.26. Пояснение принципа работы детектора произведений

логическим нулем, то свойства схемы совпадения можно представить следующей матрицей:

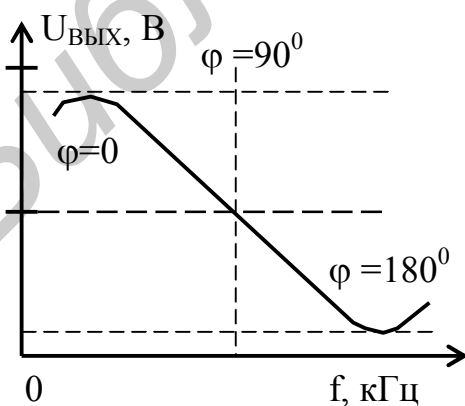


Рис.4.27. Амплитудно-частотная характеристика детектора произведений

$$\begin{bmatrix} U_1 & U_2 & U_H \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Отсюда следует, что во всех случаях (кроме первого – 0,0) значение напряжения  $U_H$  соответствует произведению значений напряжений  $U_1$  и  $U_2$ . Поэтому рассмотренный детектор назван *детектором произведений*. При фазовом сдвиге  $\varphi = 180^\circ$  напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  имеет наименьшее значение (равное нулю), при  $\varphi = 90^\circ$  – некоторое среднее, а

при  $\varphi = 0$  – наибольшее значение. Следовательно, если угол  $\varphi$  изменяется от  $90^\circ$  до  $180^\circ$  включительно, то напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  уменьшается, а при изменении угла  $\varphi$  от  $90^\circ$  до  $0$  – увеличивается. Учитывая зависимость угла  $\varphi$  от частоты входного сигнала, можно построить график зависимости выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  от частоты входного сигнала  $f_{\text{ВХ}}$ . Такой график, называемый амплитудно-частотной характеристикой детектора произведений, показан на рис. 4.27.

### 4.3. Фазовый детектор

При использовании фазового детектора в канале связи для передачи информации путем изменения фазы несущего колебания в приемнике надо иметь устройство, которое осуществляет количественное сравнение фазы входящего сигнала с фазой опорного напряжения независимо от того, каким образом создается это опорное напряжение. Таким устройством является фазовый детектор, представляющий собой шестиполюсник, имеющий две входных цепи и одну выходную (рис.4.28).



Рис. 4.28. Фазовый детектор как шестиполюсник

Детекторная характеристика фазового детектора – это зависимость его выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  от разности фаз входного и опорного сигналов  $\varphi_c - \varphi_0$ :

$$U_{\text{ВЫХ}} = f(\varphi_c - \varphi_0).$$

Эта зависимость часто реализуется с помощью отдельного перемножителя с фильтром на выходе

$$U_{\text{ВЫХ}} = A e_c(t) e_0(t),$$

где  $e_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ ;  $e_0 = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ .

Такой фазовый детектор, если вводить задержку между сигналами  $e_c(t)$  и  $e_0(t)$ , вычисляет их функцию корреляции. Поэтому фазовый детектор иногда называют *корреляционным* детектором. Реализовать линейную детекторную характеристику удастся только вместе с рядом ограничений.

#### Балансный фазовый детектор

Балансный фазовый детектор представляет собой два встречно включенных детектора амплитудно-модулированных колебаний, на которые подаются суммарное и разностное напряжения, образованные из сигнала  $e_c(t)$  и опорного напряжения  $e_0(t)$ . Схема выполняется симметричной.

Пусть  $e_c = U_c \sin(\omega_c t + \varphi_c)$ ,  $e_o = U_o \sin(\omega_o t + \varphi_o)$ . Из схемы фазового детектора, приведенной на рис. 4.29, следует, что на детектор VD1 действует суммарное напряжение, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора Тр2, и напряжение в верхней части обмотки трансформатора Тр1. На детектор VD2 действует аналогично суммарное напряжение, однако второе слагаемое имеет противоположную фазу.

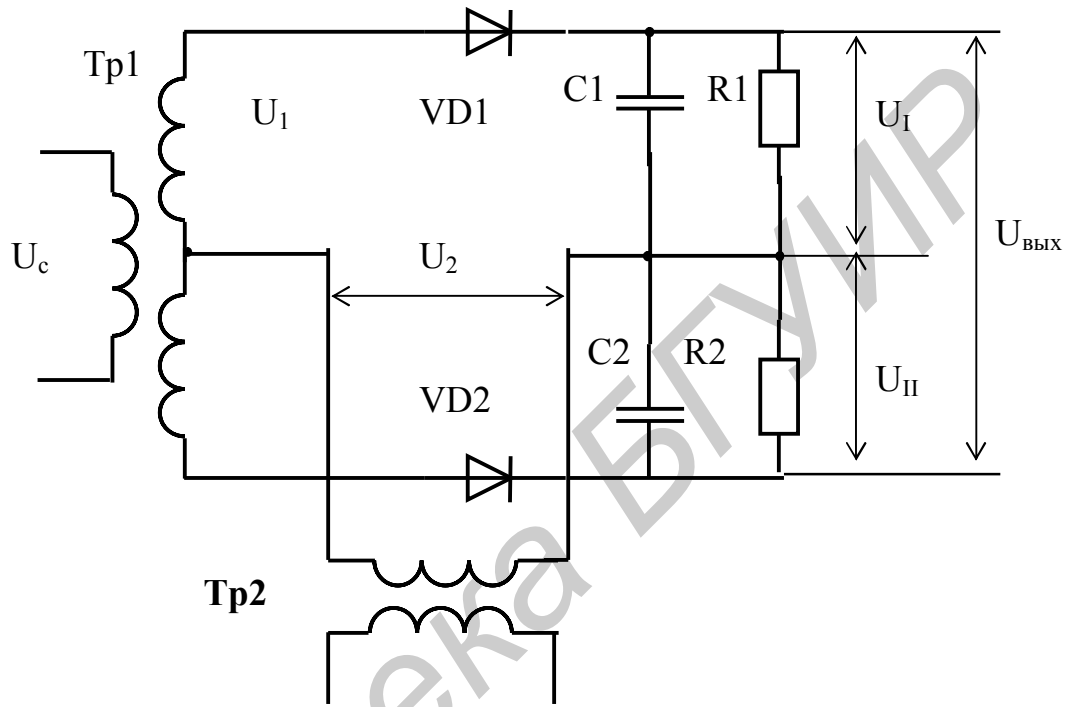


Рис. 4.29. Схема балансного фазового детектора

Из векторной диаграммы рис. 4.30 видно, что если детекторы VD1 и VD2 работают в режиме большого сигнала, а также с учетом того, что  $u_1 = U_c$  и  $u_2 = U_o$ , то

$$U_I = k \sqrt{(u_o + u_c \cos \varphi)^2 + (u_c \sin \varphi)^2},$$

$$U_{II} = k \sqrt{(u_o - u_c \cos \varphi)^2 + (u_c \sin \varphi)^2}.$$

Выходное напряжение фазового детектора определяется величиной  $U_{ВЫХ} = k(U_I - U_{II})$ .

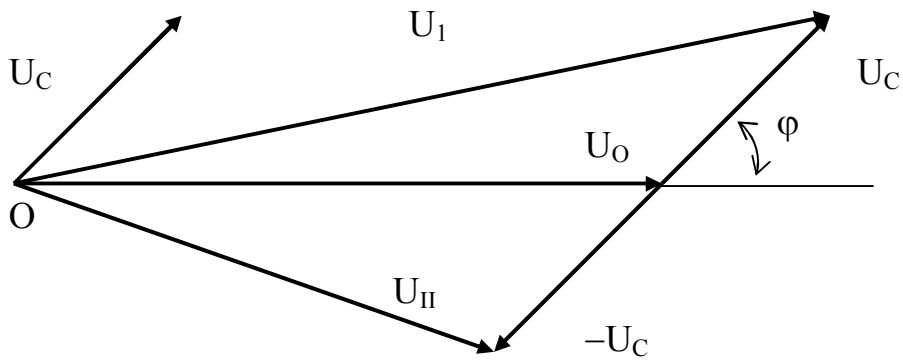


Рис. 4.30. Векторная диаграмма напряжений фазового детектора

Разлагая выражения для  $U_I$  и  $U_{II}$  в степенной ряд и сохраняя только первые два члена разложения, получим (при условии  $U_C \ll U_0$ )

$$U_{ВЫХ} = 2k U_C \cos \varphi.$$

Отсюда следует, что напряжение на выходе фазового детектора представляет собой косинусоидальную функцию от разности фаз сигнала и опорного напряжения и не зависит от амплитуды опорного напряжения  $U_0$ .

Выходное напряжение фазового детектора определяется величиной

$$U_{ВЫХ} = k (U_I - U_{II}).$$

## 5. СХЕМОТЕХНИКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Термин «преобразование частоты» в радиотехнике имеет вполне определенный смысл и означает не всякое изменение частоты.

### 5.1. Общие понятия о преобразовании частоты

Процесс преобразования частотного спектра, при котором в выходной цепи выделяется комбинационная частота (разностная или суммарная), называется преобразованием частоты. Вообще говоря, при любом нелинейном преобразовании имеет место преобразование частоты, но и с одновременным преобразованием и формы колебаний. В рассматриваемых процессах нелинейных преобразований ставится задача преобразования частоты одного из двух подаваемых на вход преобразователя колебаний.

Простейшая схема преобразователя приведена на рис. 5.1. На базу транзистора подаются два синусоидальных колебания с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , а также постоянное смещение, с помощью которого рабочая точка устанавливается в нелинейной части харак-

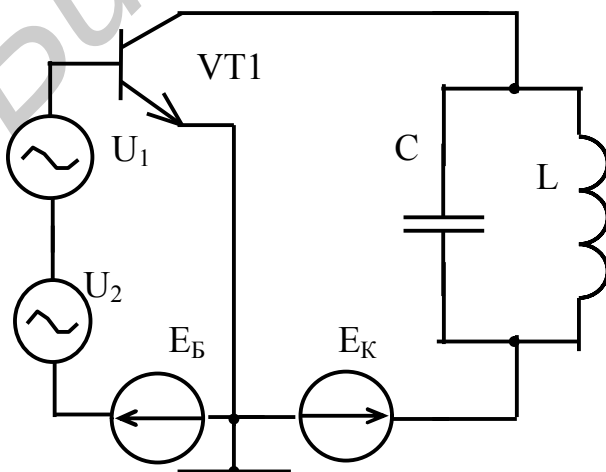


Рис.5.1. Схема преобразователя частоты



теристики транзистора. В коллекторной цепи протекает ток, содержащий ряд составляющих, в том числе и составляющую разностной частоты. Коллекторная нагрузка выбирается так, чтобы сопротивление нагрузки имело существенную величину только для разностной или суммарной частоты. Если разностная частота имеет порядок радиочастот, то нагрузкой является контур LC, если звуковых частот – то цепь RC. В последнем случае преобразование называется гетеродинированием.

Напряжение, снимаемое с коллекторной нагрузки, по своей форме должно повторять напряжение одного из генераторов. Реализация этих требований не вызывает затруднений.

Преобразование осуществляется при помощи нелинейных элементов. Применяются два метода: напряжения сигнала и гетеродина подаются на один электрод транзистора и напряжения сигнала и гетеродина подаются на разные электроды транзистора.

## 5.2. Транзисторный преобразователь частоты

На базу транзистора поступают одновременно два напряжения сигнала  $U_c$  и гетеродина  $U_r$ :

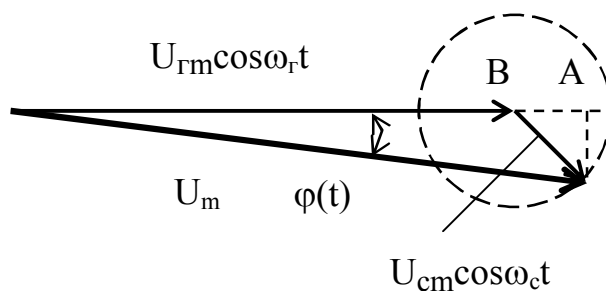
$$U = U_c + U_r = U_{cm} \cos \omega_c t + U_{rm} \cos \omega_r t,$$

если в начальный момент фазы напряжений  $U_c$  и  $U_r$  равны нулю. Будем считать, что амплитуда колебаний гетеродина во много раз превосходит амплитуду сигнала:  $U_{rm} \gg U_{cm}$ .

### 5.2.1. Физическая сторона вопроса

В силу неравенства частот  $\omega_r$  и  $\omega_c$  составляющих  $U_r$  и  $U_c$  в различные моменты времени вторая составляющая напряжения ( $U_c$ ) будет то увеличивать величину напряжения  $U_r$ , то уменьшать ее. Это приведет к известному явлению биений, при котором закон изменения результирующего напряжения во времени имеет вид высокочастотных колебаний с периодически изменяющейся амплитудой. Расчеты показывают, что при  $U_{rm} \gg U_{cm}$  огибающая биений близка к синусоиде с частотой  $\Omega = |\omega_r - \omega_c|$ .

На первый взгляд может показаться, что напряжение биений вполне идентично колебаниям, модулированным по амплитуде, а сам процесс получения биений подобен амплитудной модуляции. Но это не так.



Прежде всего следует отметить, что частота  $\Omega$ , характеризующая огибающую напряжения биений, не равна ни одной из частот  $\omega_r$  или  $\omega_c$ , а представляет их разность. Для уяснения характера напряжения биений обратимся к векторной диаграмме (рис. 5.2). Каж-

Рис. 5.2. Векторная диаграмма, иллюстрирующая преобразование частоты

дое из слагаемых правой части этого равенства представляет собой вращающийся вектор неизменной длины, причем скорость вращения слагаемых определяется частотами  $\omega_r$  и  $\omega_c$ . Если бы векторные слагаемые вращались с одинаковой скоростью, то с такой же скоростью вращался бы и суммарный вектор.

Но в нашем случае второй вектор не неподвижен относительно первого. Поэтому вектор  $U_m$  может быть определен геометрически. Если считать вектор  $U_r$  неподвижным, то вектор  $U_c$  будет вращаться со скоростью  $\Omega$ . Это вызовет периодическое *качание* вектора  $U_m$  около вектора  $U_r$  с частотой  $\Omega$ . Следовательно,  $U_m$  то отстает от вектора  $U_r$ , то опережает его. Периодическое изменение длины вектора  $U_m$  свидетельствует о модуляции напряжения биений по амплитуде, а непостоянство скорости этого вектора говорит о том, что одновременно имеет место частотная модуляция. Таким образом, напряжение биений можно рассматривать как колебания, имеющие одновременно и амплитудную и частотную модуляцию.

### 5.2.2. Анализ электрических биений

Из векторной диаграммы рис. 5.2 следует:

$$\begin{aligned} U_m^2(t) &= (U_{zm} + U_{cm} \cos \Omega t)^2 + U_{cm}^2 \sin^2 \Omega t \approx \\ &\approx U_{zm}^2 + 2 U_{zm} U_{cm} \cos \Omega t + U_{cm}^2. \end{aligned}$$

Обозначим

$$U_{cm} / U_{zm} = p \ll 1$$

и представим амплитуду  $U_m(t)$  в следующем виде:

$$U_m(t) = U_{zm} \sqrt{1 + 2 p \cos \Omega t + p^2} \approx U_{zm} (1 + p \cos \Omega t).$$

Фазовый угол  $\varphi(t)$  найдем также из векторной диаграммы

$$\operatorname{tg} \varphi(t) = \frac{U_{cm} \sin \Omega t}{U_{zm} + U_{cm} \cos \Omega t} = \frac{p \sin \Omega t}{1 + p \cos \Omega t}.$$

Можно записать мгновенное значение напряжения биений в следующем виде:

$$U(t) \approx U_{zm} (1 + p \cos \Omega t) \cos[\omega_2 t - \varphi(t)].$$

Это выражение отличается от аналогичного значения модулированного по амплитуде напряжения тем, что в нем фазовый сдвиг  $\varphi(t)$  нелинейно зависит от времени. Физически это означает непостоянство частоты колебаний. Что же касается амплитуды огибающей колебаний, то при сделанных выше предположениях она тождественна огибающей напряжения, модулированной синусоидальным напряжением с частотой  $\Omega = |\omega_r - \omega_c|$ . Непостоянство частоты напряжения биений является обстоятельством принципиального значения.

### 5.3. Преобразователь частоты модулированного колебания

Пусть характеристика транзистора, использующегося для преобразования частоты, описывается выражением

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2,$$

а напряжение  $u$  представляет собой сумму напряжения гетеродина  $U_{\Gamma} = U_{\Gamma m} \cos \omega_{\Gamma} t$  и тонально модулированного по амплитуде колебания  $U_c = U_{cm}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t$ . Здесь  $\Omega$  – частота модуляции. Будем считать, что  $U_{\Gamma m} \gg U_{cm}$ .

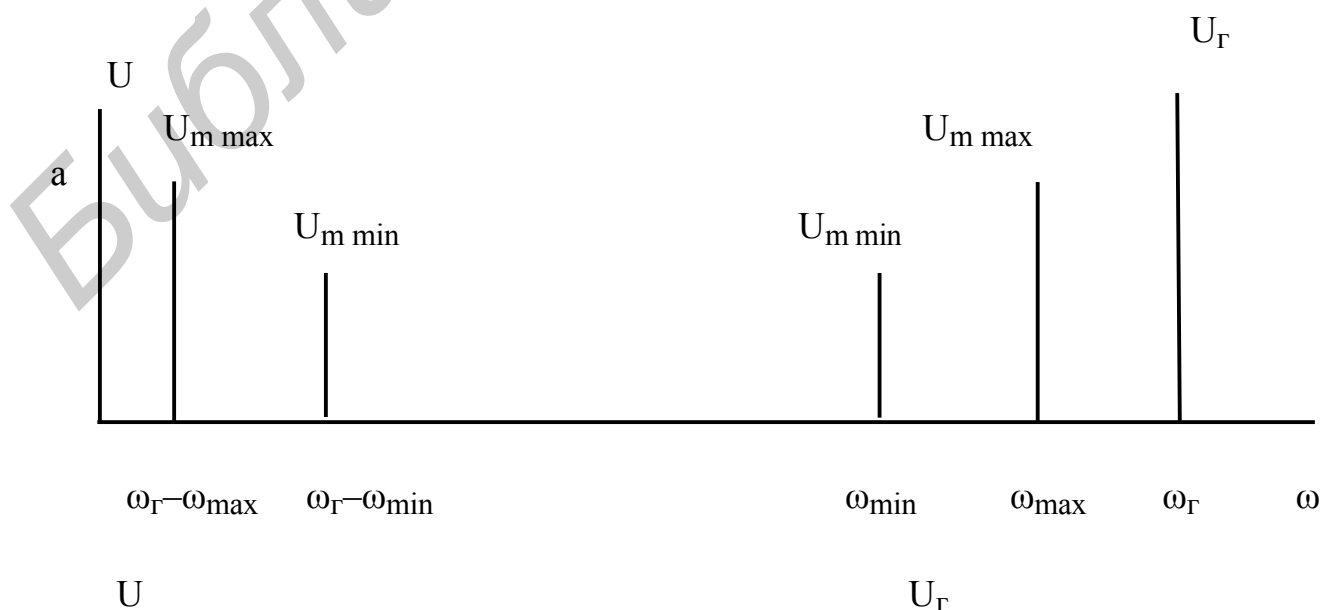
Тогда

$$I = a_0 + a_1 U_{\Gamma m} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma}) + a_1 U_{cm} \cos[\omega_c(t)t + \varphi_c] + (a_2 U_{\Gamma m}^2)/2 + \\ + [(a_2 U_{\Gamma m}^2)/2] \cos 2(\omega_{\Gamma m} t + \varphi_{\Gamma}) + (a_2 U_{cm}^2)/2 + [(a_2 U_{cm}^2)/2] \cos 2[\omega_c(t)t + \varphi_c] + \\ + 2a_2 U_{\Gamma m} U_{cm} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma}) \cos[\omega_c(t)t + \varphi_c].$$

Легко отфильтровав последнее слагаемое, выделим суммарную или разностную составляющие. Тогда увидим, что амплитуды этих составляющих при  $U_{\Gamma m} = \text{const}$  изменяются пропорционально амплитуде сигнала  $U_{cm}$ , т.е. амплитудная модуляция сигнала переносится на комбинационную частоту. То же относится и к изменению частоты сигнала: закон изменения этой частоты переносится также на комбинационные частоты.

Таким образом, получается, что при преобразовании частоты осуществляется перенос сигнала по частоте вверх или вниз с сохранением всей содержащейся в нем информации.

Нелинейные устройства, осуществляющие смешивание напряжения сигнала и гетеродина с целью получения колебаний комбинационной частоты  $|\omega_c - \omega_{\Gamma}|$ , называют *смесителями* частоты.



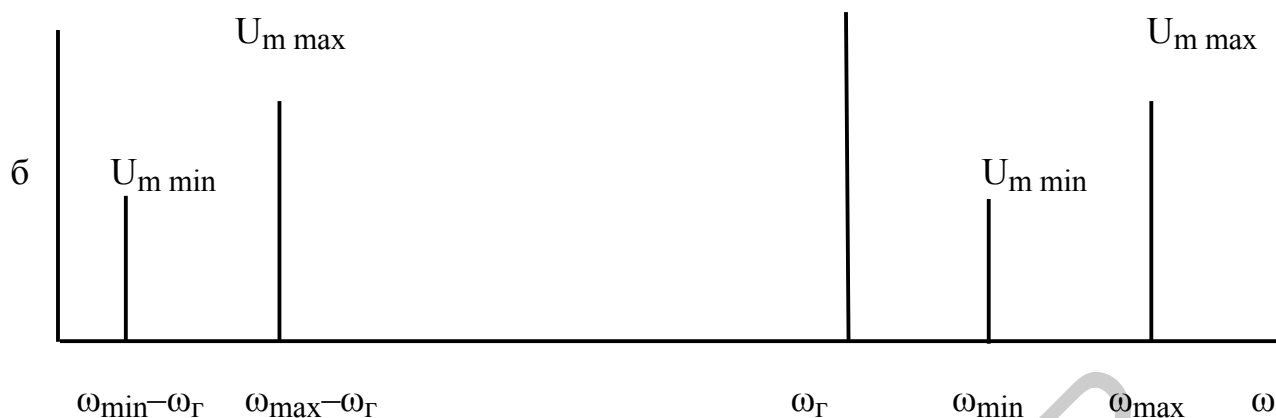


Рис. 5.3. Преобразование частоты сигнала с несимметричным спектром с выворачиванием спектра (а) и без него (б)

Рассмотрим особенности преобразования радиосигнала, спектр которого несимметричен относительно его несущей частоты и занимает полосу частот от  $\omega_{\min}$  до  $\omega_{\max}$ . Если  $\omega_{\Gamma} > \omega_{\max}$  (рис. 5.3, а), то частоты  $\omega_{\Gamma} - \omega_{\max}$  и  $\omega_{\Gamma} - \omega_{\min}$  занимают положение, обратное положению их в исходном спектре: более высокой частоте соответствует меньшая частота ( $\omega_{\Gamma} - \omega_{\max} < \omega_{\Gamma} - \omega_{\min}$ ). Если  $\omega_{\Gamma} < \omega_{\min}$  (рис. 4.3, б), то спектр преобразованного сигнала сохраняет свою структуру.

Итак, мы видим, что при несимметричном спектре радиосигнала для сохранения структуры последнего частота гетеродина должна быть ниже частоты сигнала. В противном случае происходит выворачивание, или инверсия, спектра, когда высшие и низшие частоты меняются местами. Это обстоятельство должно учитываться при преобразовании АМ-сигналов с однополосной модуляцией или с частично подавленной боковой полосой.

Преобразование сигнала с симметричным спектром, хоть и происходит с инверсией спектра, однако не нарушает симметрии сигнала на выходе преобразователя.

#### 5.4. Балансный преобразователь частоты

Для подавления частот сигнала и гетеродина на выходе преобразователя используются балансные преобразователи. На рис. 5.4 изображена схема балансного преобразователя, позволяющая скомпенсировать на выходе частоту гетеродина.

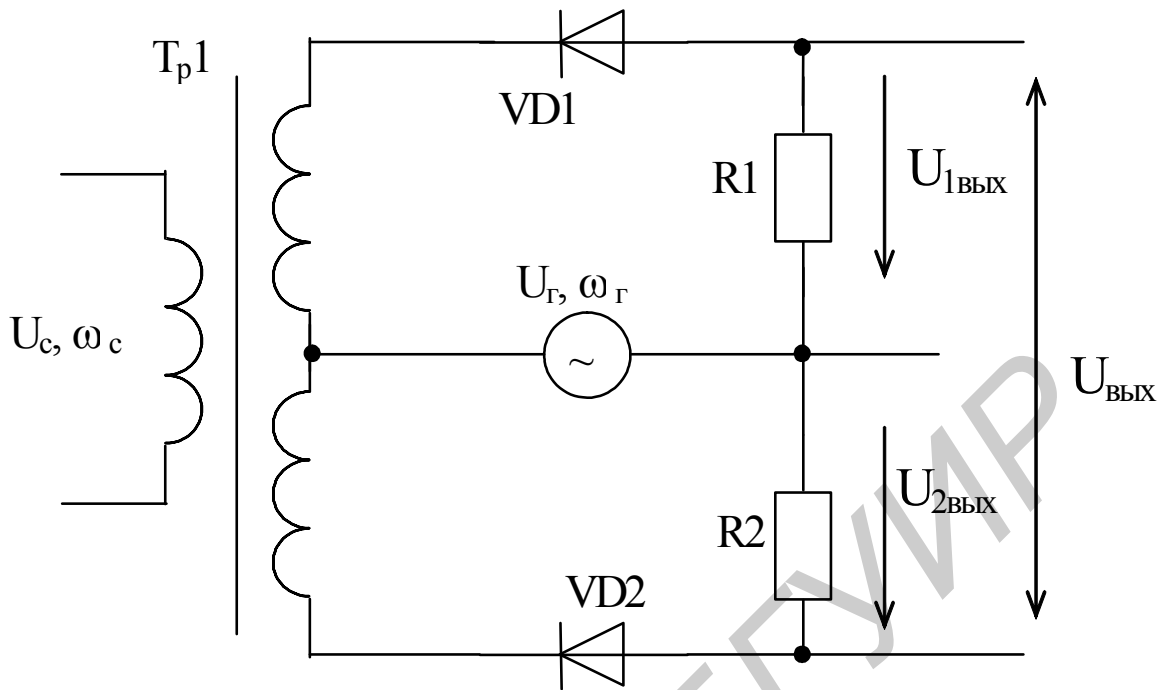


Рис. 5.4. Балансная схема преобразователя частоты

Из рис. 5.4 видно, что по отношению к диодам VD1 и VD2 напряжение от гетеродина  $U_{\Gamma}$  включено синфазно, а напряжение сигнала  $U_c$  – противофазно. Учитывая, что при дифференциальном включении нагрузок  $U_{\text{ВЫХ}}$  является разностью  $U_{1\text{ВЫХ}}$  и  $U_{2\text{ВЫХ}}$ , можем записать

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}} &= U_{1\text{вых}} - U_{2\text{вых}} = \\
 &= [(a_0 + a_1 U_c + a_1 U_c + a_2 U_c^2 + a_2 U_c^2 + 2a_2 U_c U_c) - \\
 &- (a_0 + a_1 U_c - a_1 U_c + a_2 U_c^2 + a_2 U_c^2 - 2a_2 U_c U_c)] R = \\
 &= 2 (a_1 U_c + 2a_2 U_c U_c) R.
 \end{aligned}$$

Отсюда видно, что на выходе балансного преобразователя отсутствует составляющая с частотой  $\omega_{\Gamma}$ . Однако напряжение сигнала  $U_c$ , включенное противофазно, проходит, как и в простом преобразователе.

### 5.5. Двойная балансная схема преобразователя частоты

В тех случаях, когда требуется, чтобы на выходе отсутствовала также и частота сигнала  $\omega_c$ , применяется двойная балансная схема (рис. 5.5).

В этой схеме осуществлено совмещение двух балансных схем типа, приведенного на рис. 5.5. Благодаря обратному включению диодов VD3 и VD4 (по отношению к диодам VD1 и VD2), дополнительное напряжение на выходе, создаваемое вторым преобразователем (генераторы  $U_{\Gamma}$ ,  $U_c$ ,  $-U_c$ , диоды VD1, VD2), равно

$$U_{вых} = 2(-a_1 U_c + 2a_2 U_2 U_c) R.$$

От напряжения  $U_{вых}$ , создаваемого первым преобразователем (с диодами VD1 и VD2), это напряжение отличается только знаком при  $a_1 U_c$ . Слагаемое  $2a_2 U_2 U_c$  сохраняет свой знак по отношению к диодам VD3 и VD4. Получаем на выходе  $U_{вых} = 8a_1 U_2 U_c R$ , т.е. выходное напряжение не содержит частот  $\omega_r$  и  $\omega_c$ .

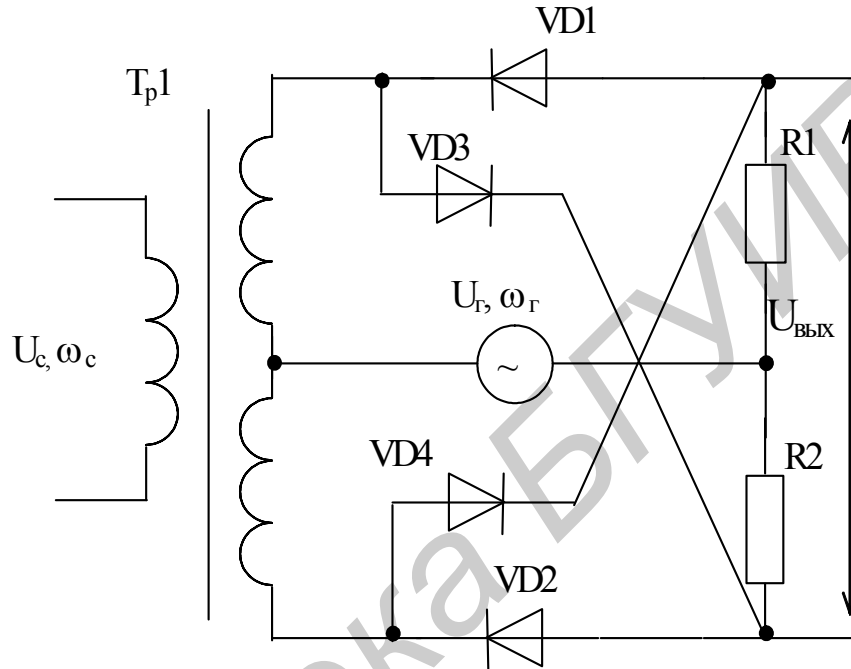


Рис.5.5. Двойная балансная схема преобразователя

### 5.6. Преобразователь частоты с отдельным гетеродином

Смеситель собран на транзисторе VT1, а гетеродин – на транзисторе VT2 по схеме индуктивной трехточки (рис. 5.6).

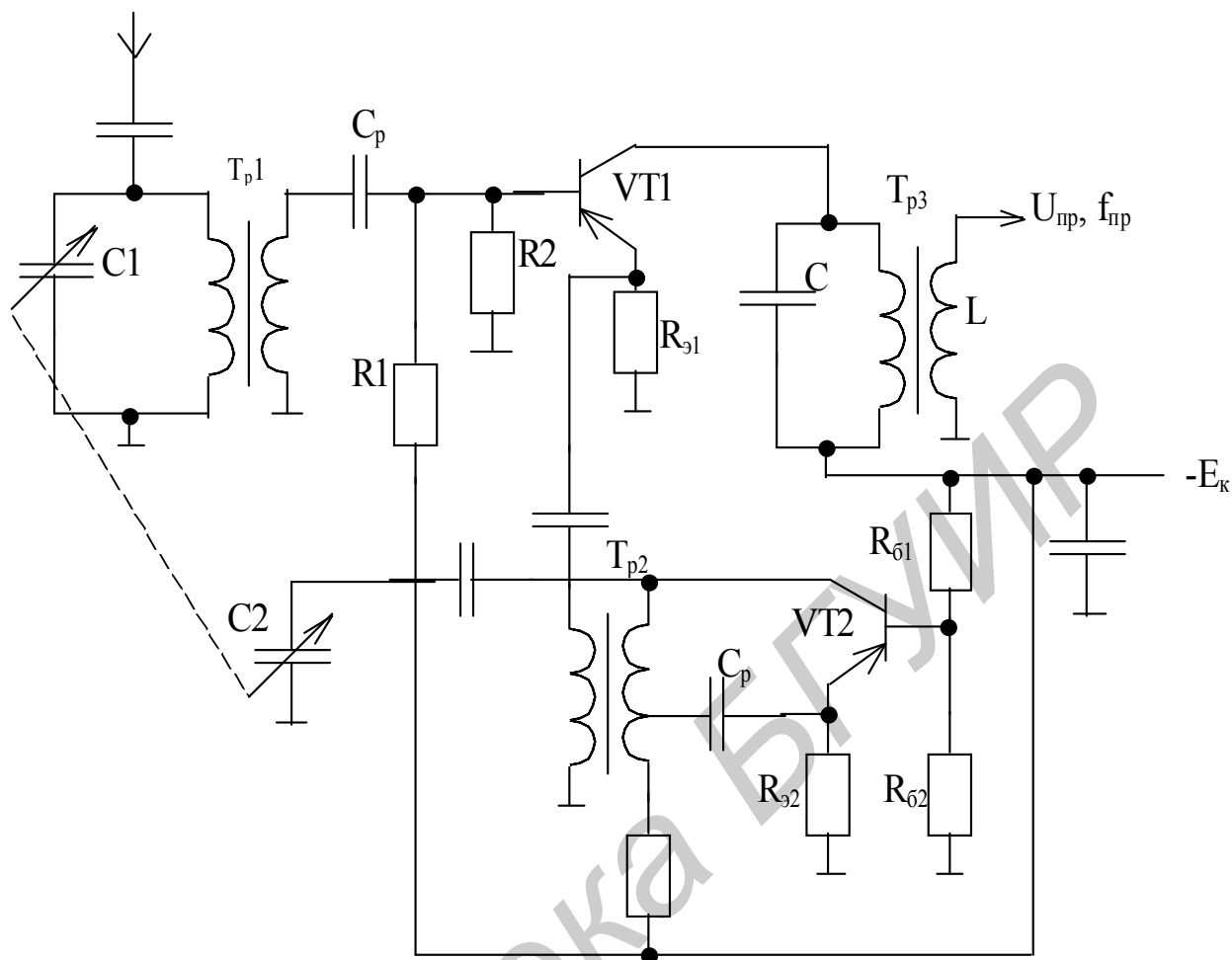


Рис. 5.6. Преобразователь частоты с отдельным гетеродином

Напряжение сигнала подается прямо на базу транзистора VT1, а напряжение гетеродина – в цепь эмиттера на резистор  $R_{31}$ . Сделано это для улучшения развязки между входным и гетеродинным контурами. Выбор необходимого режима по постоянному току обеспечивается с помощью резисторов R1 и R2. В гетеродине, представляющем собой индуктивную трехточку, делитель из резисторов  $R_{61}$  и  $R_{62}$  служит для обеспечения мягкого режима самовозбуждения.

### 5.7. Преобразователь частоты с совмещенным гетеродином

Смеситель и гетеродин можно сделать на одном транзисторе, однако преобразователь с отдельным гетеродином обеспечивает лучшую стабильность работы приемника и проще в наладке.

На рис. 5.7 изображена принципиальная схема преобразователя частоты с совмещенным гетеродином. Напряжение сигнала подводится к базе через высокочастотный трансформатор Tr1 и разделительный конденсатор C3. Колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту, подключен к коллектору VT1.

Контур гетеродина L3C4C5C7 связан с цепью коллектора трансформаторной связью. Необходимые для самовозбуждения фазовые и амплитудные соотношения между напряжениями эмиттер–база и эмиттер–коллектор обеспе-

чиваются подключением эмиттера к промежуточной точке катушки L3, включенной между коллектором и базой. Элементы схемы R1, R2 служат для термостабилизации и установки нормального режима.

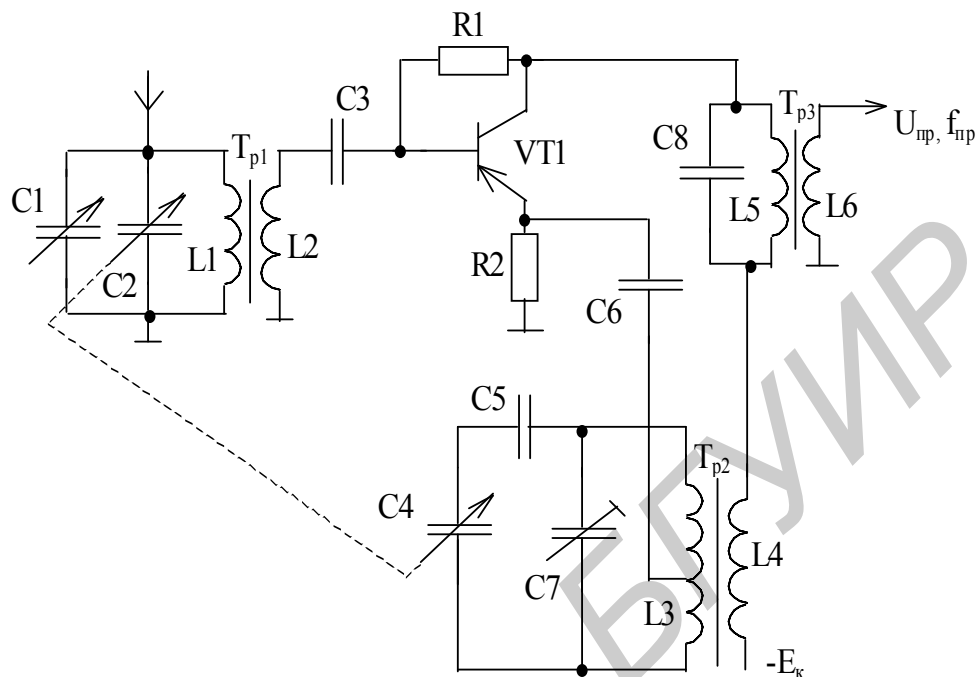


Рис. 5.7. Схема преобразователя частоты с совмещенным гетеродином

### 5.8. Кольцевой преобразователь частоты

Определенный интерес представляет двойной балансный, или кольцевой, преобразователь частоты (рис. 5.8). В этом преобразователе, называемом кольцевым потому, что диоды в нем образуют кольцо с односторонней проводимостью, обеспечивается как устранение взаимной связи цепей сигнала и гетеродина, так и компенсация токов сигнала и гетеродина в нагрузке. На выходе такого преобразователя существуют только составляющие суммарной и разностной частот, в общем случае соответствующие нечетным гармоникам гетеродина и сигнала. Практическое осуществление кольцевого преобразователя частоты на высоких частотах затруднено симметрированием схемы, поэтому они используются в диапазоне сравнительно низких частот.



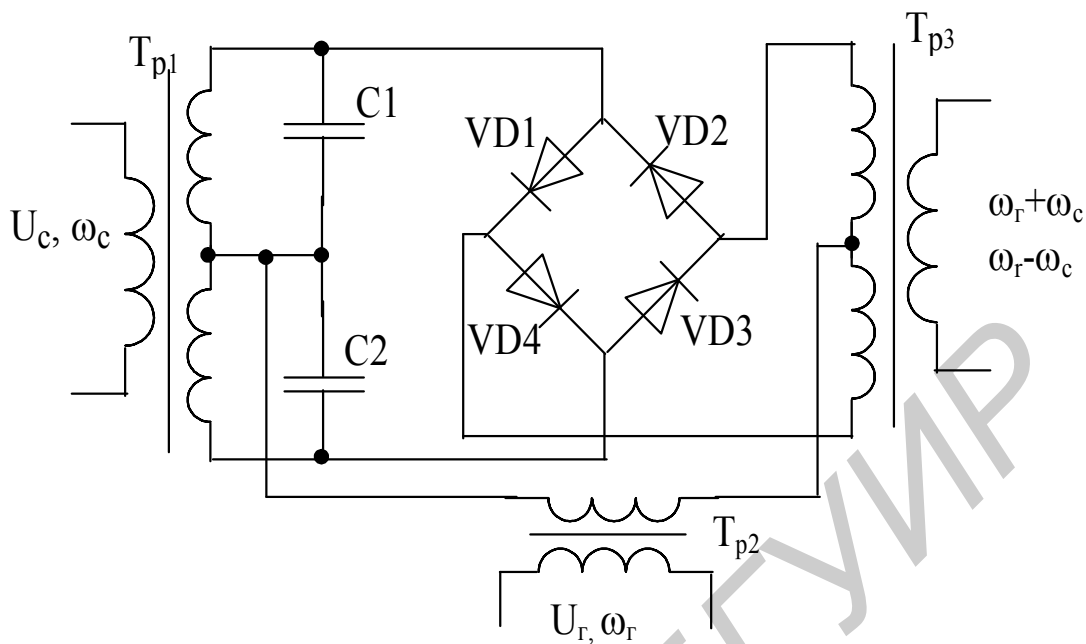


Рис. 5.8. Кольцевой преобразователь частоты

## 6. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

### 6.1. Классификация радиоприемных устройств

Разнообразные типы радиоприемных устройств можно разделить на две категории: радиовещательные и профессиональные.

*Радиовещательные приемники* предназначены для приема звуковых и телевизионных программ. Согласно ГОСТ 5651-89 радиовещательные приемники делятся на четыре класса. Наилучшими качественными показателями обладают приемники первого класса.

*Профессиональные приемники* предназначены для работы на линиях радиосвязи, в радиолокационных и радионавигационных установках, в системах радиотелемеханики и т.п.

По виду приемной схемы радиоприемники можно разделить на детекторные, прямого усиления, регенеративные, сверхрегенеративные, супергетеродинные.

По диапазону волн принимаемых сигналов приемники можно разделить на длинноволновые, средневолновые, коротковолновые, ультракоротковолновые.

По роду работы различают приемники телефонные, телеграфные, телевизионные, локационные и т.д.

По способу модуляции принимаемых сигналов различают приемники, принимающие сигналы с амплитудной, частотной, фазовой и импульсной модуляцией.

## 6.2. Основные показатели качества радиоприемных устройств

Рассмотрим следующие основные показатели радиовещательных и телевизионных приемников: выходная мощность, чувствительность, полоса пропускания, диапазон частот и качество воспроизведения.

Выходной мощностью радиоприемника называют наибольшую неискаженную мощность, которую он может развить в нагрузке.

Чувствительность радиоприемника представляет собой величину входного сигнала, при которой он обеспечивает заданное качество выходного сигнала. Следовательно, чем меньше величина этого сигнала, тем выше чувствительность радиоприемника.

Полоса пропускания высокочастотной части приемника – это область частот, в пределах которой ослабление спектра принимаемых колебаний не превышает заданной величины. Способность приемника выделять из различных сигналов, отличающихся по частоте, полезный сигнал, называется избирательностью приемника.

Качество воспроизведения радиоприемника – это его способность воспроизводить сигнал с допустимыми искажениями.

## 6.3. Структурная схема приемника прямого усиления

Структурная схема приемника прямого усиления приведена на рис. 6.1. Во входной цепи происходит выделение полезного сигнала и предварительное ослабление сигналов других станций и помех. Усилитель высокой частоты (УВЧ) усиливает поступающие из входной цепи сигналы и осуществляет дальнейшее ослабление сигналов мешающих станций. Детектор преобразует модулированные колебания в колебания низкой частоты. Усилитель низкой частоты (УНЧ) усиливает колебания до заданной выходной мощности.

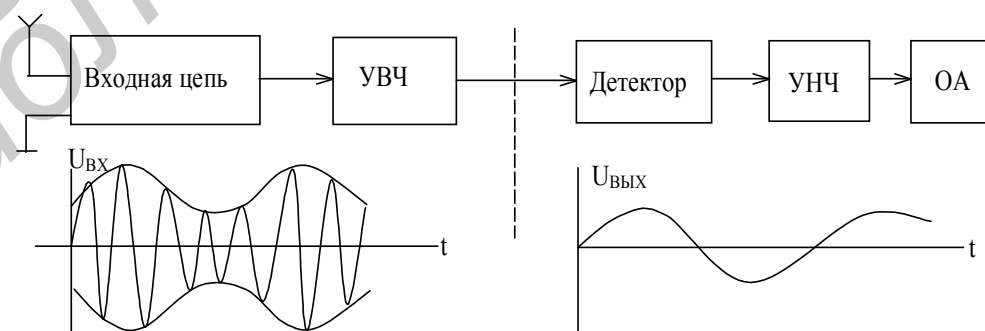


Рис. 6.1. Структурная схема приемника прямого усиления

Приемник прямого усиления не может обеспечить высокой чувствительности и хорошей избирательности, особенно в диапазоне коротких и ультракоротких волн.

## 6.4. Структурная схема супергетеродинного приемника

Как видно из структурной схемы супергетеродинного приемника, показанной на рис. 6.2, в приемнике этого типа высокочастотный сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты и на этой частоте в усилителе промежуточной частоты (УПЧ) происходит основное усиление, необходимое для успешной работы линейного детектора.

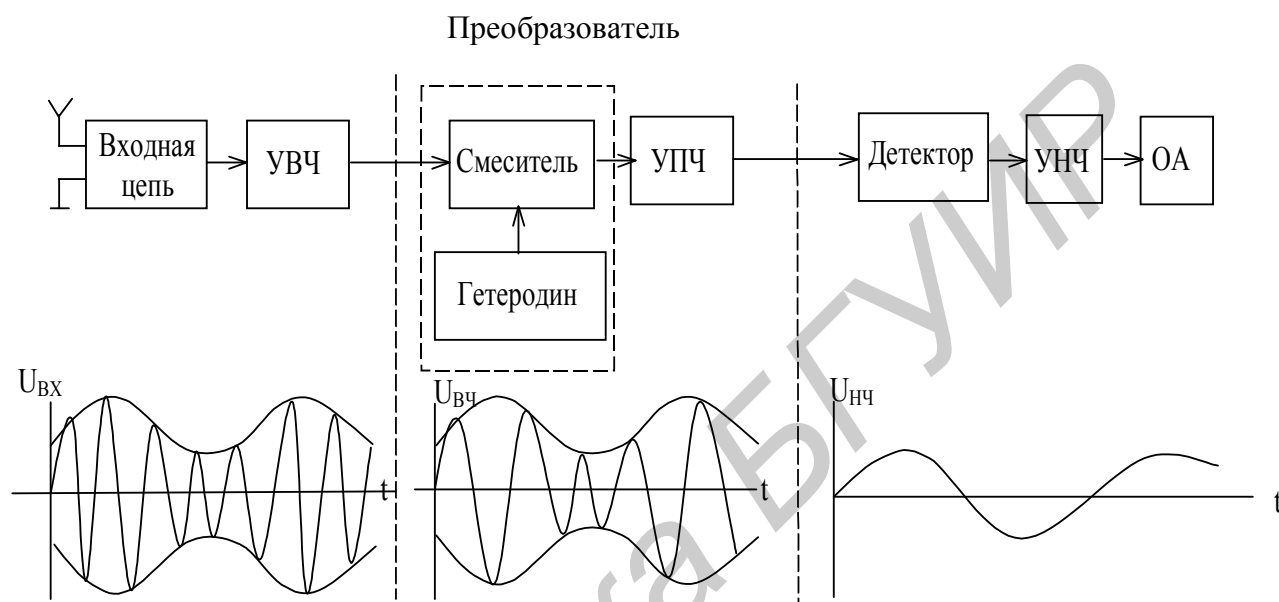


Рис. 6.2. Структурная схема супергетеродинного приемника

Входная цепь, УВЧ, детектор, УНЧ в данной схеме работают точно так же, как и в схеме приемника прямого усиления. В результате использования смесителя усиление распределено на три частотные области: входной сигнал усиливается на высокой частоте с помощью УВЧ, на промежуточной частоте с помощью УПЧ и в УНЧ. Основное усиление осуществляет УПЧ.

Супергетеродинная схема является основной схемой современных радиоприемников.

## 6.5. Недостатки супергетеродинного приемника

Достоинства супергетеродинного приемника обусловлены прежде всего возможностями осуществить усиление сигнала на промежуточной частоте. Это обстоятельство гарантирует высокую чувствительность и хорошую избирательность, обеспечиваемые приемниками этого типа.

### 6.5.1. Появление зеркальной помехи

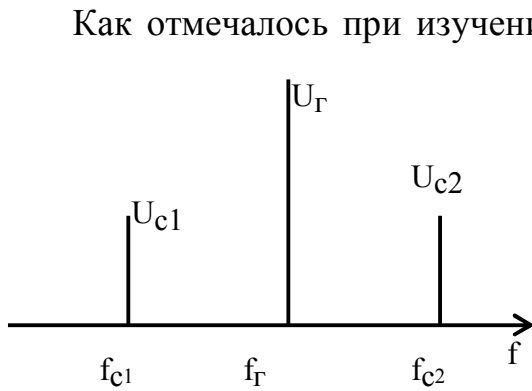


Рис. 6.3. Взаимное расположение частот полезного сигнала  $f_{c1}$ , гетеродина  $f_r$  и зеркального сигнала  $f_{c2}$

Как отмечалось при изучении преобразователя частоты, промежуточная частота получается в результате биений между колебаниями сигнала и гетеродина в следующих двух случаях:  $f_{пр} = f_r - f_c$  и  $f_{пр} = f_c - f_r$ . В первом случае  $f_r > f_c$ , во втором случае  $f_r < f_c$ . Допустим, что для приема сигнала выбрана верхняя настройка гетеродина  $f_r = f_{c1} + f_{пр}$ , т.е.  $f_{c1} = f_r - f_{пр}$ . На вход приемника может поступить сигнал с частотой  $f_{c2} = f_r + f_{пр}$ , для которого выбранная частота расположена симметрично частоте  $f_{c1}$  относительно частоты гетеродина. При этом на выходе приемника создается эффект одновременного приема сигналов двух станций (рис. 6.3).

Для уменьшения влияния зеркальной помехи нужно увеличивать величину промежуточной частоты и повышать избирательность УВЧ.

### 6.5.2. Появление побочных каналов с частотами, близкими к промежуточной

Если сигнал станции, частота которой равна промежуточной частоте, поступает на вход преобразователя, то он будет усилен в УПЧ. Подавлять помехи, поступающие через побочные каналы, можно лишь в цепях, предшествующих преобразователю, т.е. во входной цепи и усилителе высокой частоты.

Для устранения помех станций, частота которых равна или близка к промежуточной, на входе приемника включаются так называемые фильтры-пробки: последовательный или параллельный колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту (рис. 6.4).

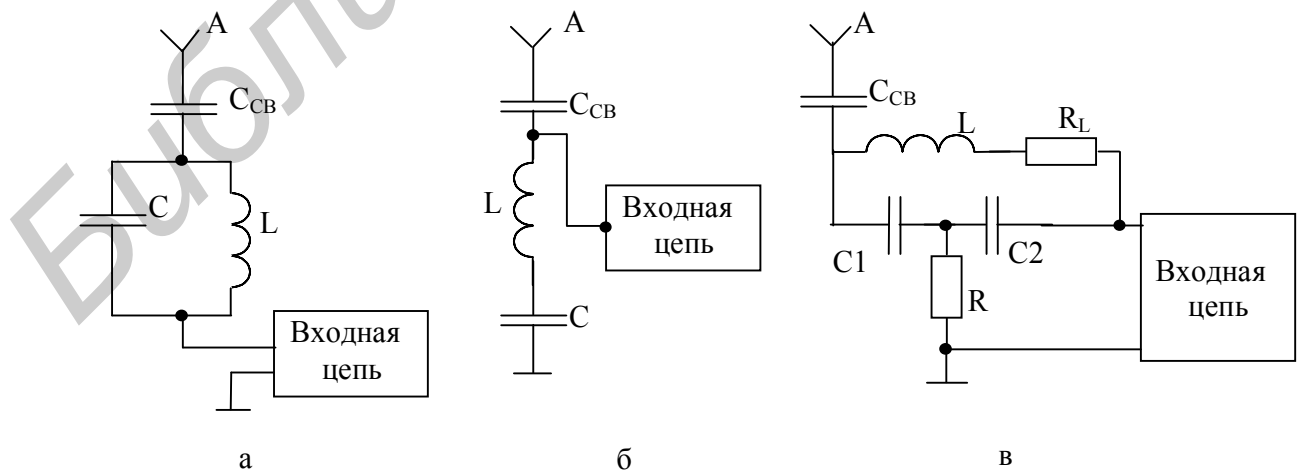


Рис. 6.4. Схемы входных цепей супергетеродина с параллельным (а), последовательным (б) контурами и с компенсацией (в)

Чтобы оценить эффективность действия фильтра, измеряют чувствительность приемника по промежуточной частоте с фильтром и без него и сравнивают ее с чувствительностью на диапазонах приемника. Чувствительность приемника на данной частоте равна ЭДС сигнал-генератора ( $m = 30 \%$ ), при котором напряжение на выходе приемника составляет  $30 \%$  от напряжения номинальной мощности. Отношение чувствительности, измеренной по промежуточной частоте, к чувствительности, измеренной на соответствующих диапазонах, называется ослаблением сигнала по промежуточной частоте. Обычно эта величина выражается в децибелах.

Приемник первого класса должен иметь ослабление по промежуточной частоте не менее  $40$  дБ, приемник второго класса – не менее  $34$  дБ, третьего класса – не менее  $20$  дБ. Фильтры, собранные по схемам, изображенным на рис. 6.4, а, б, не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к приемникам первого и второго классов. Значительно лучшие результаты дает фильтр, собранный по схеме, показанной на рис. 6.4, в. Напряжение промежуточной частоты, действующее в этой схеме на входные цепи приемника, равно сумме напряжений на конденсаторе  $C_2$  и сопротивлении  $R$ . На резонансной частоте фильтра, т.е. на промежуточной частоте, эти напряжения противоположны по фазе. Соответствующим подбором сопротивления  $R$  можно добиться полного равенства этих напряжений по абсолютной величине. В этом случае помеха по промежуточной частоте будет подавлена полностью. На частотах, отличных от промежуточной, взаимной компенсации напряжений не происходит. Поэтому эти частоты проходят через фильтр почти без ослабления.

Если в фильтрах, собранных по схемам, изображенным на рис. 6.4, а, б, выгодно применять контуры как можно более высокой добротности, то в фильтре, работающем по схеме рис. 6.4, в, существует оптимальная величина добротности. При более высокой добротности полоса заграждения фильтра получается уже полосы пропускания УПЧ, и на крайних частотах полосы пропускания УПЧ помехи через такой фильтр будут проходить. Величины емкостей  $C_1$  и  $C_2$  выбирают равными из диапазона  $200 \dots 1000$  пФ. При сборке антенного фильтра надо учитывать, что фильтр-пробка при приеме на длинноволновом диапазоне оказывает индуктивное сопротивление полезному сигналу, а при приеме на средневолновом и коротковолновом – емкостное сопротивление. Поэтому в фильтрах, работающих по схемам рис. 6.4, а, в, выгодно брать индуктивность контура меньше, а емкость контура больше, а в отсасывающем фильтре (рис. 6.4, б), наоборот, индуктивность выгоднее брать больше, а емкость меньше.

### 6.5.3. Интерференционные свисты

Интерференционные свисты – своеобразный вид искажений, возникающих вследствие нелинейных процессов, происходящих в преобразователе.

В коллекторной цепи преобразователя, кроме колебаний промежуточной частоты, могут возникнуть комбинационные частоты, величины которых близки к промежуточной частоте. Например, при  $f_c = 931$  кГц и  $f_{np} = 465$  кГц частота гетеродина  $f_r = f_c + f_{np} = 931$  кГц +  $465$  кГц =  $1396$  кГц, и тогда появляется комбинационная частота  $2f_c - f_r = 1862$  кГц –  $1396$  кГц =  $466$  кГц. После детек-

тирования возникают биения с частотой 1 кГц. Воздействие на выходной динамик с такой частотой будет вызывать свист.

## 6.6. Выбор промежуточной частоты

Значение промежуточной частоты оказывает большое влияние на чувствительность, избирательность и полосу пропускания радиоприемника. Чувствительность и высокая избирательность по соседнему каналу радиоприемника будут тем выше, чем ниже промежуточная частота, так как при этом возрастает устойчивость работы УПЧ. С другой стороны, хорошая избирательность по зеркальному каналу получается при высокой промежуточной частоте. Поскольку эти тенденции противоречивы, то выбор промежуточной частоты представляет собой инженерный компромисс. Поэтому выбрана  $f_{\text{пр}} = 465$  кГц. Эта частота находится между длинноволновым и средневолновым диапазонами. На этой частоте не разрешается работать ни одной станции в мире.

## 6.7. Сопряжение настроек контуров

В большинстве случаев частоту гетеродина выбирают выше частоты сигнала (только на коротковолновом диапазоне частота гетеродина выбирается ниже частоты сигнала). Между настройкой гетеродинных и входных контуров приемника должно выполняться соотношение  $f_r - f_{\text{вх}} = f_{\text{пр}}$ , где  $f_{\text{вх}}$  – резонансная частота входного контура. Приведенное равенство является условием точного сопряжения настроек гетеродинного и входного контуров. Если входные контуры окажутся настроенными на какую-то другую частоту, то полезный сигнал будет ослаблен, а помехи возрастут. Желательно, чтобы точное сопряжение между настройкой входных и гетеродинных контуров выполнялось во всех точках диапазона. Осуществить такое идеальное сопряжение технически невозможно. Действительно, например, в начале средневолнового диапазона входной контур будет настроен на частоту 525 кГц, а в конце этого диапазона – на частоту 1605 кГц, т.е. частота настройки изменяется почти в 3 раза. Частота гетеродина в этом случае изменится от 990 до 2070 кГц, т.е. только в два раза. На коротковолновом диапазоне эта разница несколько меньше, а на длинноволновом диапазоне – еще больше.

Для входных контуров отношение максимальной и минимальной емкостей на всех диапазонах может быть одинаковым. В гетеродинных контурах это отношение должно меняться от диапазона к диапазону. Поэтому даже если создать конденсатор с требуемым перекрытием для гетеродинных контуров для одного диапазона, то для другого диапазона он не будет годиться.

Обычно во входных и гетеродинных контурах применяют одинаковые конденсаторы переменной емкости, объединенные на одной оси, а перекрытие по емкости у гетеродинных контуров сужают с помощью дополнительных конденсаторов постоянной емкости, включаемых параллельно и последовательно с основным конденсатором настройки гетеродинного контура. Эти дополнительные конденсаторы называются сопрягающими.

Сопрягающий конденсатор  $C_{\text{пар}}$  может подключаться параллельно катушке  $L_{\text{гет}}$  (рис. 6.5, а) или параллельно конденсатору настройки  $C$  (рис. 6.5, б). Принцип действия обеих схем одинаков, но конструктивно схема, показанная на рис. 6.5, а, проще, так как не требует для переключения конденсаторов  $C_{\text{пар}}$  специальной платы переключателя. На примере этой схемы рассмотрим принцип действия сопрягающих конденсаторов.

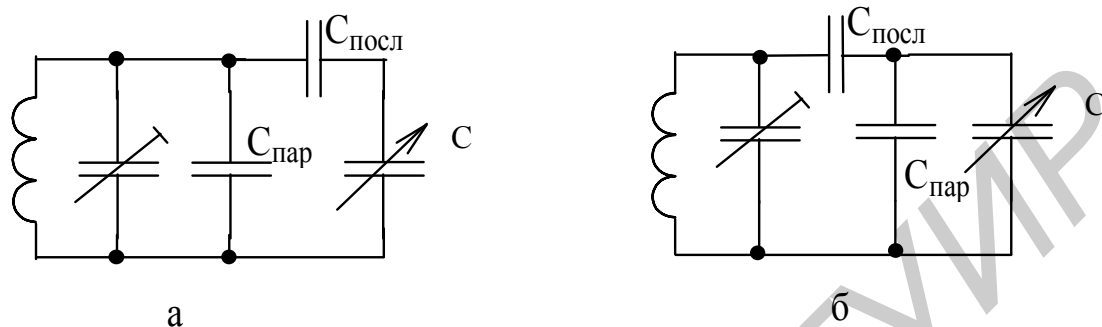


Рис. 6.5. Включение сопрягающих конденсаторов в контур гетеродина параллельно катушке гетеродина (а) и параллельно конденсатору настройки (б)

Емкость сопрягающего конденсатора  $C_{\text{посл}}$  значительно больше начальной емкости конденсатора настройки  $C$ , поэтому на высокочастотном конце диапазона их общая емкость близка к начальной емкости конденсатора настройки (10...15 пФ). Но при полностью введенных подвижных пластинах конденсатора настройки их общая емкость оказывается заметно ниже максимальной емкости конденсатора  $C$ .

Сопрягающий конденсатор  $C_{\text{посл}}$ , почти не влияя на начальную емкость контура, заметно уменьшает его максимальную емкость, при этом чем меньше емкость конденсатора  $C_{\text{посл}}$ , тем сильнее его влияние.

Теперь рассмотрим влияние  $C_{\text{пар}}$ . Когда пластины конденсатора  $C$  выведены, конденсатор  $C_{\text{пар}}$  оказывается подключенным параллельно небольшой (10...15 пФ) общей емкости конденсаторов  $C$  и  $C_{\text{посл}}$ . Начальная емкость контура в этом случае определяется в основном емкостью конденсатора  $C_{\text{пар}}$  (на высокочастотном конце диапазона). Но на низкочастотном конце диапазона, когда емкость конденсатора  $C$  близка к максимальной, общая емкость конденсаторов  $C_{\text{посл}}$  и  $C$  оказывается значительно больше емкости  $C_{\text{пар}}$  и он не влияет существенно на величину их общей емкости. Таким образом, конденсатор  $C_{\text{пар}}$ , почти не влияя на конечную (максимальную) емкость контура, заметно увеличивает его начальную емкость. При этом чем больше емкость конденсатора  $C_{\text{пар}}$ , тем сильнее его влияние. Соответствующим подбором емкостей сопрягающих конденсаторов  $C_{\text{посл}}$  и  $C_{\text{пар}}$  можно уменьшить конечную емкость контура и одновременно увеличить его начальную емкость, добившись тем самым необходимого перекрытия по частоте.

Однако сопряжение можно осуществить и без сопрягающих конденсаторов, а только путем подбора индуктивности гетеродинного контура. Правда, в

длинноволновом и средневолновом диапазонах этого делать нельзя, а в коротковолновом диапазоне этот метод применяется весьма часто.

Таким образом, изменяя емкость сопрягающих конденсаторов и индуктивность гетеродинного контура, можно изменять форму кривой сопряжения. При этом существует несколько различных вариантов сопряжения (формулы сопряжения), каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки.

### **6.8. Электронная перестройка контуров**

В связи с развитием производства варикапов выпускаются радиоприемники, в которых вместо сдвоенных конденсаторов переменной емкости используются варикапы, емкость которых изменяется приложенным к ним постоянным напряжением. Такие приемники еще не стали самыми распространенными. Тем не менее в отечественной радиопромышленности есть успехи в этом направлении.

### **6.9. Особенности радиоприема частотно-модулированных сигналов**

Принципиальной особенностью приемников частотно-модулированных сигналов является наличие в них специального детектора, который должен обеспечивать линейную зависимость выходного напряжения от частотного отклонения сигнала. В то же время выходное напряжение не должно зависеть от амплитуды входных сигналов. В комбинированных приемниках АМ- и ЧМ-сигналов это обстоятельство не позволяет применять общие избирательные цепи в тракте усиления сигналов. Обычно в УПЧ таких приемников усилительные приборы работают с колебательными системами, настроенными как на промежуточную частоту канала приема ЧМ-сигнала (6,5 МГц), так и на промежуточную частоту канала приема АМ-сигнала (465 кГц). Необходимая полоса пропускания УПЧ может быть уменьшена путем применения обратной связи по частоте либо системы следящей настройки.

### **6.10. Автоматическая регулировка усиления (АРУ) в радиоприемных устройствах**

Уровень полезных сигналов на входе приемника обычно изменяется в широких пределах. Это обусловлено изменением условий распространения радиоволн принимаемых радиостанций, а также зависит от мощности передатчика и от расстояния до него. Желательно, чтобы на выходе приемника всегда получался почти постоянный уровень выходного сигнала.

В радиолокационных приемниках стоит задача сохранения возможности обнаружения как слабых, так и сильных сигналов. Сильные сигналы могут вызвать перегрузку приемника и замаскировать обнаружение последующих сигналов.



На рис.6.6 изображена схема тракта промежуточной частоты и АРУ транзисторного приемника. АРУ осуществляется в первом каскаде УПЧ, выполненном по реостатной схеме. В отсутствие сигнала на базе транзистора VT1 существует постоянное отрицательное напряжение, подводимое через делитель от источника питания. Сигнал, поступивший на вход УПЧ, создает на выходе детектора напряжение, которое через резистор R подается на базу транзистора VT1. Это напряжение вызывает ток в базе транзистора VT1, направление которого противоположно току базы в исходном режиме. Таким образом, благодаря действию АРУ ток базы уменьшится, вызывая соответствующее уменьшение крутизны проходной характеристики, а следовательно, и коэффициента усиления каскада.

### 6.11. Автоматическая подстройка частоты гетеродина (АПЧГ)

Частота колебаний, излучаемых радиовещательными станциями, достаточно стабильна, поэтому при приеме в достаточно широких пределах может меняться частота гетеродина. Влияние непостоянства частоты гетеродина устраняется путем автоматической подстройки его частоты, при которой любое отклонение частоты гетеродина от величины, необходимой для получения промежуточной частоты, обеспечивается без участия оператора.

Если принять меры к тому, чтобы система автоматической подстройки частоты (АПЧ) реагировала только на изменение средней частоты колебаний при всех видах модуляции, то при анализе можно не учитывать тип модуляции. В общем случае, если изменение частоты происходит по какому-то закону, уравнение, связывающее изменение частоты и изменение фазы, можно записать следующим образом:

$$\Delta\varphi = \int_0^t \Delta\omega dt .$$

Из этого соотношения видно, что изменение частоты связано с изменением фазы колебания. Поэтому для получения сигнала управления на выходе датчика рассогласования можно воспользоваться как изменением частоты, так и изменением фазы колебания. Отсюда следует, что АПЧ возможна с помощью двух видов датчиков рассогласования: фазового детектора и частотного дискриминатора.

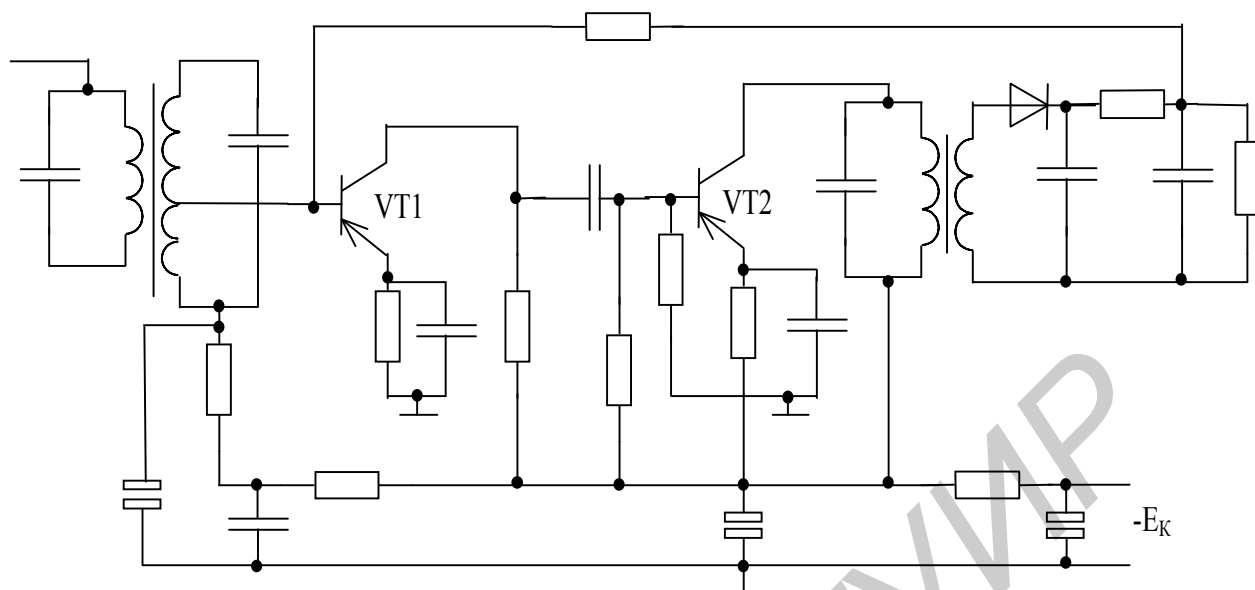


Рис. 6.6. Принципиальная схема тракта промежуточной частоты и АРУ транзисторного приемника

В соответствии с этим системы АПЧ можно разделить на две группы: фазовой автоподстройки (ФАП) и частотной автоподстройки (ЧАП). Результат действия обеих систем одинаков, но принципы работы отличаются. При частотной АПЧ получается достаточно широкая полоса частот схватывания, но имеет место широкая остаточная полоса частот, определяющая точность работы системы АПЧ. При фазовой АПЧ эти особенности противоположны. Поэтому в некоторых случаях оказывается целесообразным использовать два датчика рассогласования. Такие системы называются системами с частотно-фазовой АПЧ. В этих случаях удастся примирить эти тенденции: получается достаточно большая полоса схватывания при малой остаточной расстройке.

Структурная схема системы АПЧГ показана на рис. 6.7.

Устройство для АПЧГ состоит из двух частей: частотного детектора и управителя. Частотный детектор отмечает отклонения промежуточной частоты и преобразует их в сигнал постоянного тока. При помощи управителя, работа которого определяется величиной сигнала, полученного с выхода частотного детектора, осуществляется воздействие на частоту гетеродина.

Как видно из рис. 6.7, схема АПЧГ состоит из частотного или фазового детектора, следящих за уходом частоты, усилителя постоянного тока и управляющего элемента, связанного с контуром гетеродина.

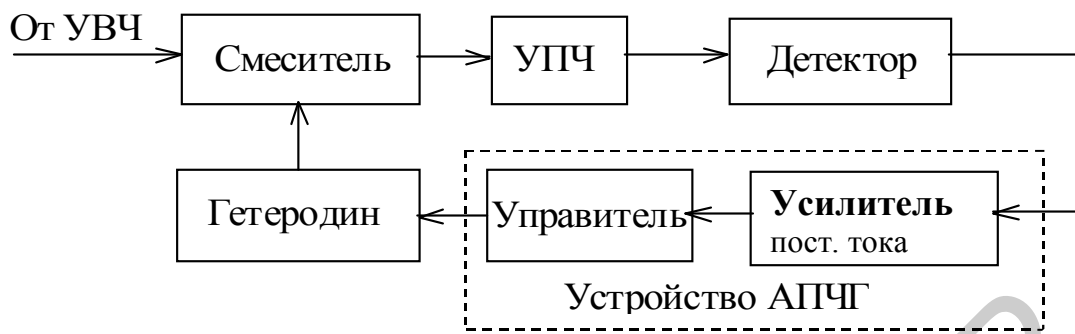


Рис. 6.7. Структурная схема системы АПЧГ

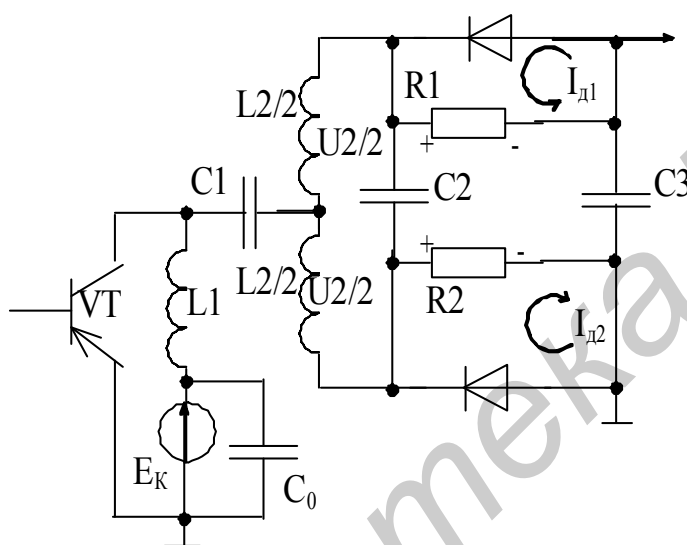


Рис. 6.8. Фазовый детектор АПЧГ

Рассмотрим работу фазового детектора. Когда частота гетеродина  $f_{\text{гет}}$  равна номинальному значению, то и  $f_{\text{пр}}$  тоже номинальна. В этом случае фазовый детектор не вырабатывает поправочного напряжения  $\Delta U$ , а связанный с ним управляющий элемент не меняет частоту гетеродина. При отклонении частоты гетеродина от номинальной на  $\pm \Delta f$  изменится и промежуточная частота на  $\pm \Delta f$ . На выходе фазового детектора появится поправочное напряжение  $\pm \Delta U$ , знак которого определится расстройкой гетеродина.

Это напряжение после усиления в УПЧ воздействует на управляющий элемент и вызывает соответствующее изменение частоты гетеродина. Роль управляющего элемента в этой схеме выполняет варикап.

На рис. 6.8 показана схема фазового детектора, на который подается сигнал с выхода усилителя промежуточной частоты изображения телевизионного приемника. Фазовый детектор состоит из двух контуров: первичного, который образован индуктивностью  $L_1$ , емкостями транзистора и монтажа, и вторичного, образованного индуктивностью  $L_2$ , которая составлена из двух одинаковых половинок, и емкостью  $C_2$ . Средняя точка катушки  $L_2$  подключена через конденсатор  $C_1$  к первичному контуру. Оба контура настроены на частоту 38 МГц. Связь между ними индуктивно-емкостная. Работа детектора пояснена векторными диаграммами, показанными на рис. 6.9.

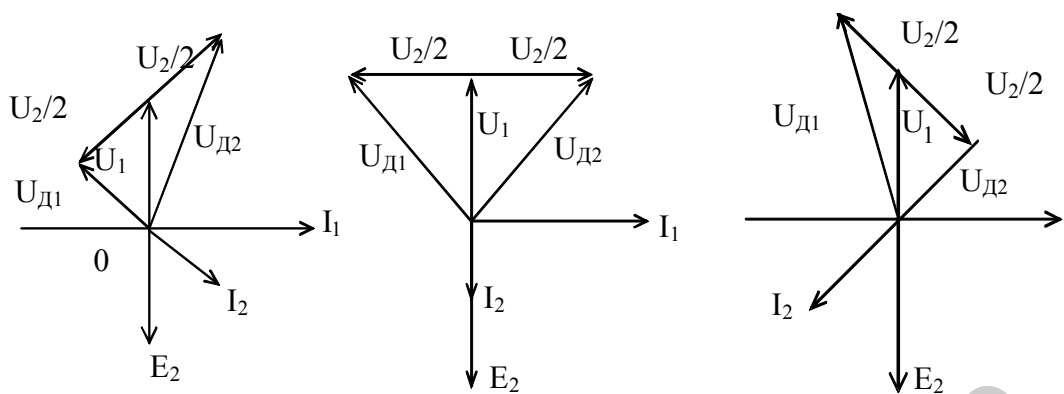


Рис. 6.9. Векторные диаграммы, поясняющие работу фазового детектора в системе АПЧГ

## 6.12. Гетеродин в радиовещательном и телевизионном приемниках

Гетеродин – это маломощный автогенератор гармонических колебаний высокой частоты. В ультракоротковолновом радиовещательном диапазоне и селекторе каналов СК-М-24-2 телевизионных приемников наибольшее распространение получили генераторы, собранные по схеме емкостной трехточки с заземленной базой (рис. 6.10). На этом рисунке показана схема гетеродина селектора каналов метрового диапазона. Колебательный контур состоит из катушки  $L_{21}$  и емкости, образованной конденсатором  $C_{39}$ , варикапа  $VD_{13}$  и емкости монтажа. На варикап  $VD_{13}$  подается управляющее напряжение от системы АПЧГ, которая позволяет подстраивать частоту гетеродина в пределах  $\pm 1,5$  МГц. Режим работы гетеродина по постоянному току определяется резисторами  $R_{23}$ ,  $R_{25}$ . Для сопряжения настройки контуров гетеродина и входной цепи в середине принимаемых диапазонов последовательно с варикапом  $VD_{13}$  включен конденсатор  $C_{42}$ .

Правильная настройка гетеродина и высокая стабильность его работы обеспечивают высокое качество звука, хорошую четкость изображения и избе

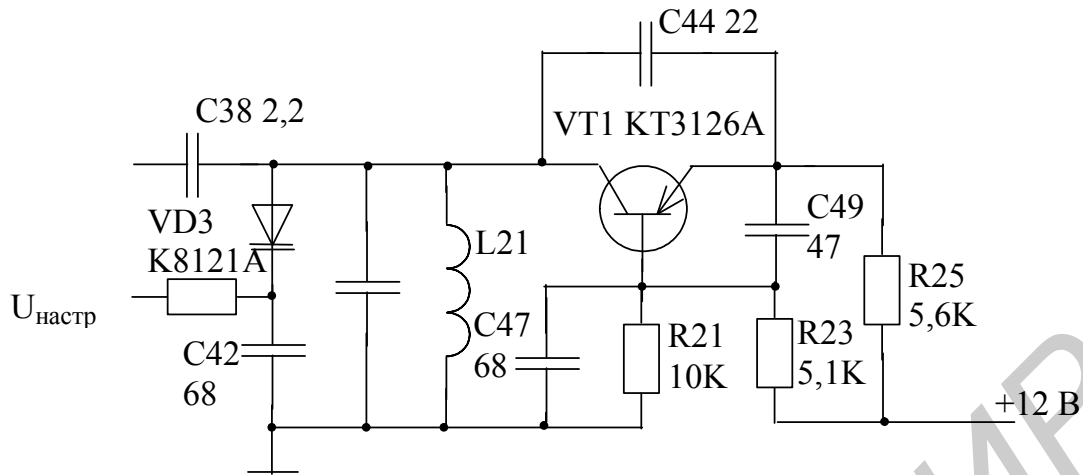


Рис. 6.10. Принципиальная схема гетеродина селектора каналов

рательность приемника, а также правильное цветовоспроизведение в приемниках цветного изображения.

На рис. 6.11 показана одна из практических схем АПЧГ. На эмиттер транзистора VT1, включенного по схеме с общей базой, через разделительную цепочку R15C5 подается напряжение промежуточной частоты, которое усиливается в этом каскаде. В коллекторную цепь транзистора VT1 включена катушка L1, индуктивность которой вместе с емкостью конденсатора C1 и выходной емкостью транзистора образует первичный контур фазового детектора, настроенный на частоту 38 МГц.

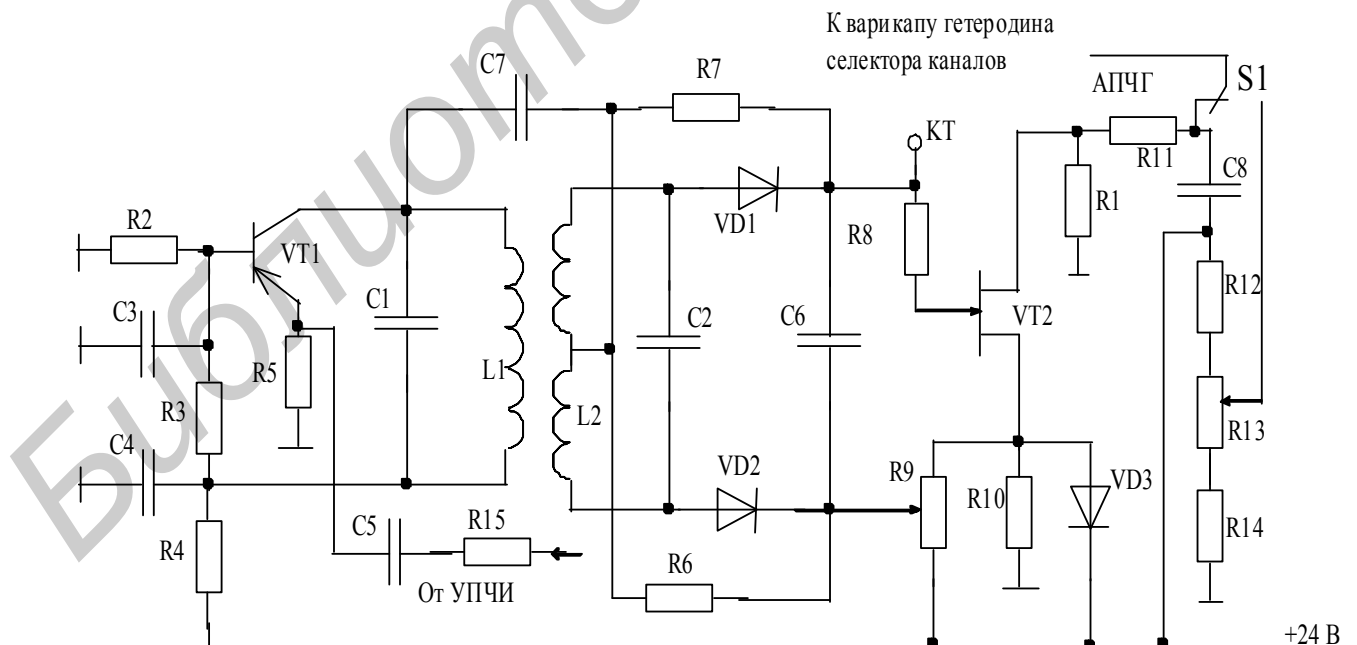


Рис. 6.11. Устройства АРУ и АПЧГ в радиоканале цветного телевизора

Вторичный контур детектора L2C2 также настроен на частоту 38 МГц. В цепь этого контура включены диоды VD1 и VD2 и их нагрузочные резисторы R7 и R6.

Полученное на резисторах поправочное напряжение при уходе частоты гетеродина подается на усилитель постоянного тока, который выполнен на отдельном транзисторе. В данной схеме это полевой транзистор VT2. Напряжение ошибки усиливается в этом каскаде и выделяется на его нагрузке, откуда через развязывающий резистор R11 поступает на варикап селектора каналов.

Питание усилителя постоянного тока подается от источника 24 В через потенциометр R9, заблокированный стабилитроном.

Схема АПЧГ предусматривает возможность ручной регулировки частоты гетеродина. Для этого имеется переключатель S1, который подключает варикап к потенциометру R13. Меняя положение движка потенциометра, можно менять запирающее напряжение на варикапе, а следовательно, его емкость и частоту колебаний гетеродина.

### **6.13. АРУ и АПЧГ в телевизорах УПИМЦТ**

В настоящее время разработаны интегральные схемы для усиления, ограничения и детектирования ЧМ-сигналов. Рассмотрим основные принципы, лежащие в основе проектирования схем АРУ и АПЧГ в микросхемном исполнении на примере анализа работы интегральной схемы K174УР5, входящей в модуль радиоканала цветного телевизора (рис. 6.12).

Модуль радиоканала служит для селекции и преобразования телевизионного сигнала в сигналы промежуточной частоты изображения и звукового сопровождения, их детектирования, усиления, а также выделения второй промежуточной частоты звукового сопровождения, детектирования и предварительного усиления сигналов звуковой частоты. В радиоканале осуществляется АРУ и АПЧГ. Кроме того, в модуле радиоканала из полного цветного телевизионного сигнала выделяются импульсы синхронизации строчной и кадровой частот.

Модуль радиоканала служит для селекции и преобразования телевизионного сигнала в сигналы промежуточной частоты изображения и звукового сопровождения, их детектирования, усиления, а также выделения второй промежуточной частоты звукового сопровождения, детектирования и предварительного усиления сигналов звуковой частоты. В радиоканале осуществляется АРУ и АПЧГ. Кроме того, в модуле радиоканала из полного цветного телевизионного сигнала (ПТЦС) выделяются импульсы синхронизации строчной и кадровой частот.

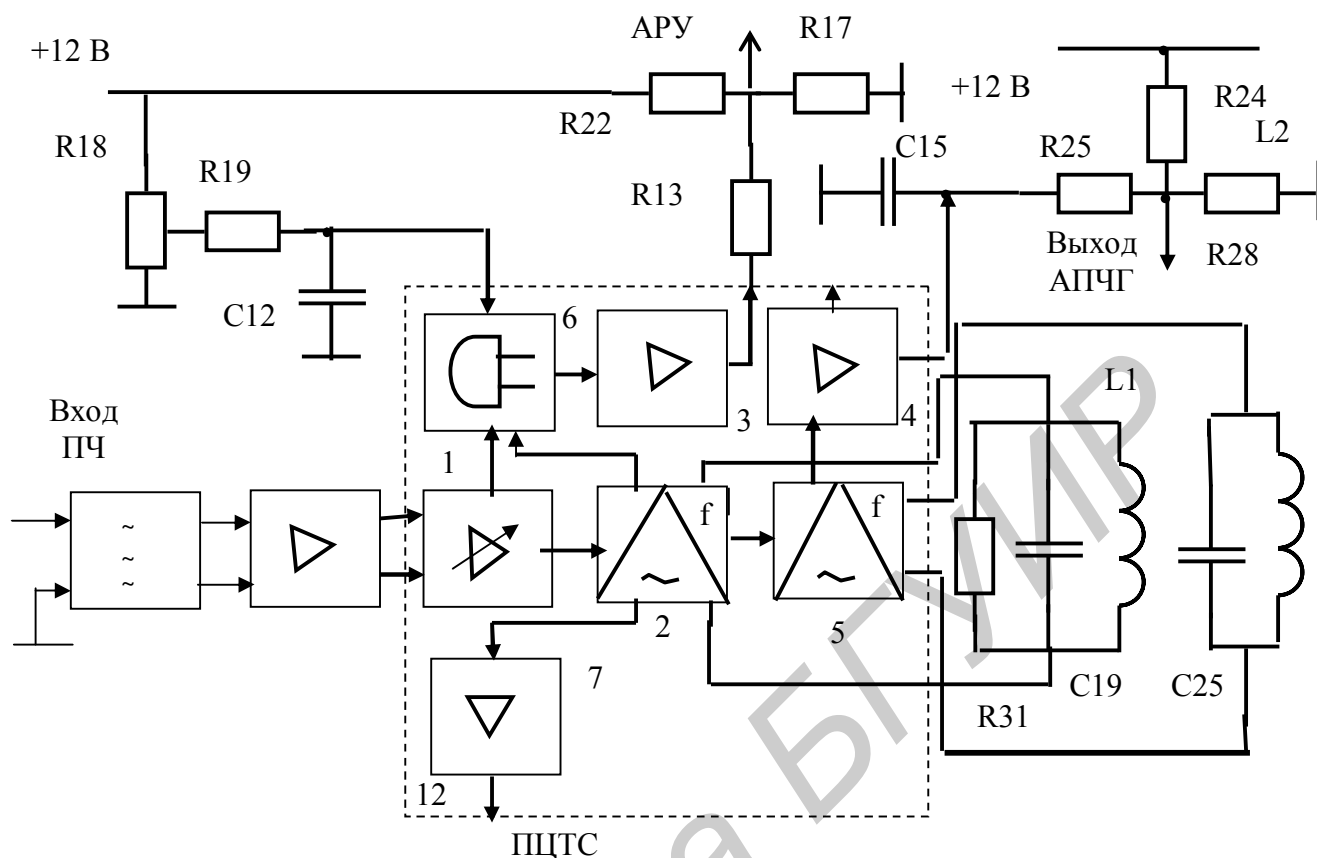


Рис. 6.12. Структурная схема АРУ и АПЧГ в телевизоре УПИМЦТ

Интегральная схема К174УР5 выполняет функции УПЧИ, синхронного видеодетектора, АРУ и АПЧГ. Сигнал промежуточной частоты с выхода селектора каналов после усиления подается на фильтр на поверхностных акустических волнах (ПАВ), с помощью которого формируется частотная характеристика УПЧИ. Затухание в этом фильтре составляет величину порядка 25 дБ. Поэтому до подачи на микросхему К174УР5 сигнал усиливается и подается в виде двух одинаковых по амплитуде сигналов на входы 1 и 16 микросхемы. Далее сигнал поступает через усилитель 1 на синхронный видеодетектор 2, к которому подключен опорный контур L1C19R31, настроенный на промежуточную частоту изображения (38 МГц). С выхода детектора сигнал поступает на схему АРУ 6 и через предварительный усилитель 7 – на вывод 12 микросхемы.

Устройство АРУ 6 вырабатывает управляющее напряжение, которое подается через усилитель постоянного тока 3 на вход АРУ селектора каналов. Начальное напряжение АРУ задается делителем R22, R17. Чтобы устранить воздействие устройства АРУ на селектор каналов при малых уровнях входного сигнала, введен узел задержки АРУ. Задержку устанавливают подстроечным резистором R18.

Контур синхронного детектора L1C19R31 имеет емкостную связь по печатному монтажу с контуром L2C25, подсоединенным к детектору 5 устройства АПЧГ. В детекторе 5 происходит сравнение частоты сигнала, поступающего на него с детектора 2, с частотой настройки (38 МГц) опорного контура АПЧГ L2C25 и вырабатывается напряжение ошибки, пропорциональное разности этих

частот. Напряжение ошибки после усилителя постоянного тока 4 поступает в цепь настройки гетеродина селектора каналов. Начальное напряжение АПЧГ устанавливается делителем R24, R28 от источника питания 12 В.

Блокировка АПЧГ производится отключением детектора 5. В этом случае напряжение АПЧГ не поступает в цепь настройки селектора каналов.

#### **6.14. Специализированные интегральные схемы радиоприемных устройств амплитудно- и частотно-модулированных сигналов**

В настоящее время разработано большое количество микросхем для использования их в схемах радиовещательных и телевизионных приемников и количество это постоянно возрастает.

Например, К174УР4 содержит УПЧЗ, ограничитель, частотный детектор, предварительный усилитель звуковой частоты.

К174УР5 содержит УПЧИ, синхронный детектор видеосигнала, предварительный усилитель полного цветного телевизионного сигнала, АРУ, АПЧГ.

К174ХА11 содержит селектор синхроимпульсов, задающий генератор строчной развертки с АПЧиФ, формирователь кадровых синхроимпульсов, а также стробирующих импульсов для блока цветности.

#### **6.15. Стереодекодер с полярным детектором**

Самым простым декодером, разработанным еще на заре отечественного стереофонического вещания, является декодер, схема которого изображена на рис. 6.13.

Блок А1 служит для восстановления полярно модулированного сигнала (ПМС) из комплексного стереофонического сигнала (КСС). Контур LC имеет добротность  $Q \approx 100$ . Вместе с резисторами R1 и R2 он образует частотно-зависимый делитель, который поднимает уровень поднесущей в 5 раз (на 14 дБ). Далее сигнал усиливается в блоке А2 и поступает на полярный детектор А3. Положительные полуволны ПМС проходят через VD1, отрицательные – через VD2. Происходит разделение канальных составляющих. Элементы R3C1 и R4C2 служат для компенсации предыскажений.

Недостатком стереодекодера с полярным детектором являются повышенные искажения сигналов R и L. Это уже исторический экспонат.

Логическим продолжением классических полярных детекторов является суммарно-разностный декодер на базе дискретных элементов, примеры которых представлены на рис. 6.14.



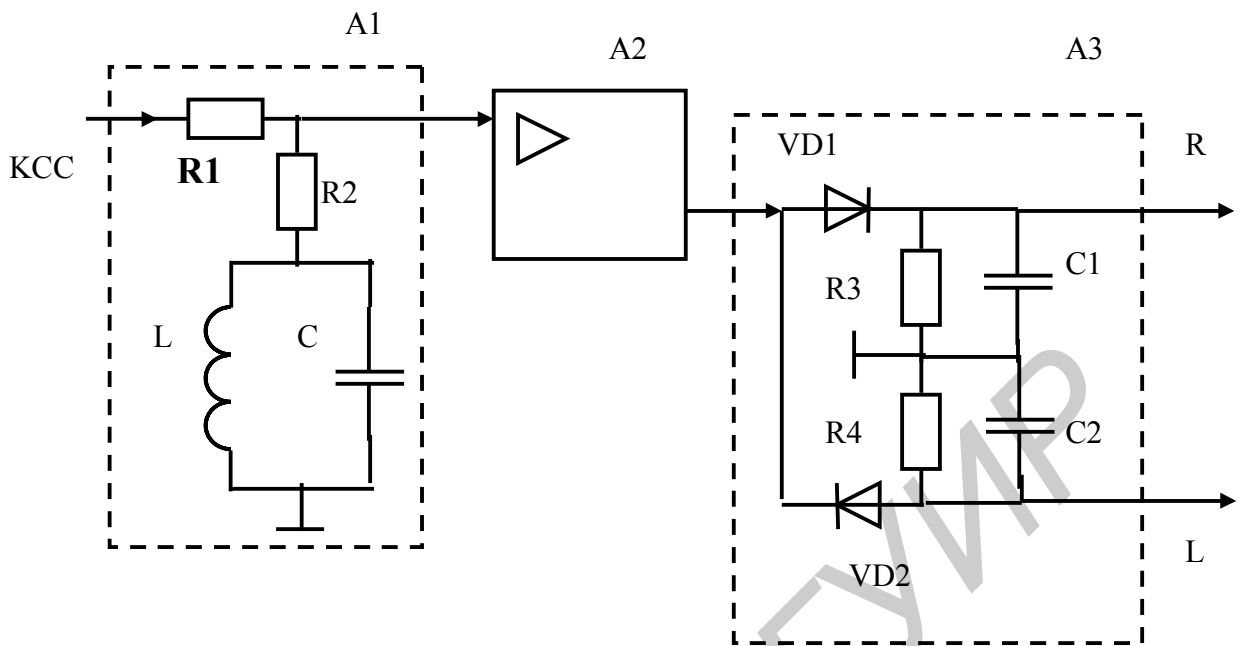


Рис. 6.13. Структурная схема стереодекодера с полярным детектором

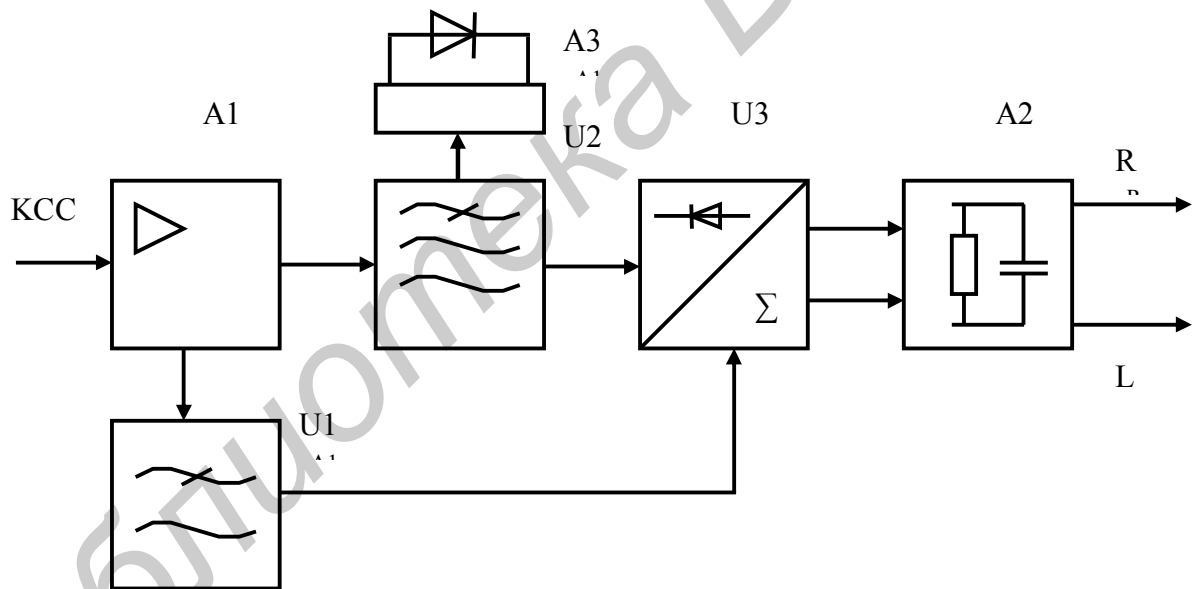


Рис. 6.14. Структурная схема суммарно-разностного декодера

Входной КСС усиливается усилителем А1, далее происходит разделение сигнала на тональную и надтональную составляющие. Фильтр НЧ (U1) выделяет тональную часть КСС. Схема восстановления поднесущей U2 выделяет надтональную часть, фактически это контур с добротностью  $Q \approx 100$ . Получить такую высокую добротность контура с простой катушкой нелегко, поэтому часто используют умножители добротности, разработанные на транзисторах. При появлении сигнала поднесущей загорается светодиод «стерео» в блоке А3, что свидетельствует о приеме стереосигнала. Восстановленная несущая декодируется в диодном детекторе, построенном по мостовой схеме, поканально суммируясь с тональной частью.

Стереодекодеры в интегральном исполнении используют принцип временного разделения каналов. Структурная схема такого декодера представлена на рис. 6.15.

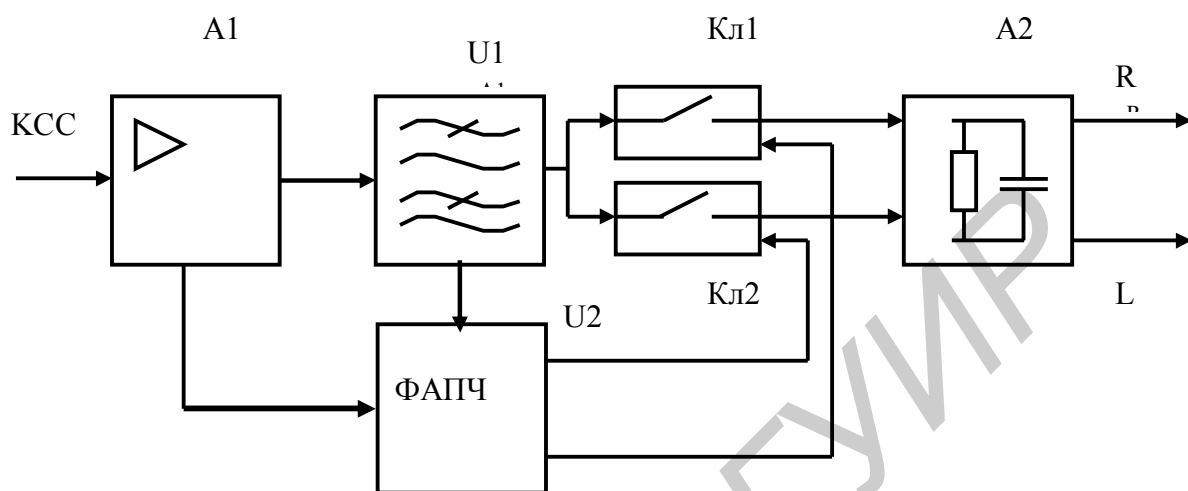


Рис. 6.15. Структурная схема стереодекодера в интегральном исполнении

В состав декодера введена схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), главным элементом которой является генератор, управляемый напряжением (ГУН). Частота ГУН синхронизируется с точностью до фазы поднесущей. Восстановление ПМС осуществляется в блоке U2. ГУН управляется ключами Кл1 и Кл2 так, что во время положительного полупериода в поднесущей открыт Кл1, а во время отрицательного полупериода – Кл2. Предыскажения компенсируются в блоке А2. Схема напоминает стереодекодер с полярным детектором, однако в данном случае роль диодов выполняют высоколинейные ключи, синхронизированные сигналом поднесущей. Поэтому такой декодер называется стереодекодером с синхронным полярным детектором.

Существует еще кольцевой стереодекодер. Однако все эти схемы интересны с теоретической точки зрения и для качественного стереоприема совершенно не подходят. Но, может быть, на их основе кто-то разработает и высококачественную схему, внося необходимые изменения.

Зарубежный стандарт, разработанный фирмами Zenith Radio и General Electric, использует систему с пилот-тоном.

Рассмотрим способ формирования кодирования стереосигнала. Структурная схема стереодекодера системы с пилот-тоном приведена на рис. 6.17.

Сигналы каналов L и R, предварительно обработанные ФВЧ с  $\tau = 50$  мкс, подаются на блоки А1 и А2, где формируются суммарная L+R и разностная L-R составляющие КСС. Поднесущую частоту формирует генератор G1 с частотой 19 кГц. Затем поднесущая удваивается в умножителе частоты U2 и модулируется по амплитуде разностным сигналом в балансном модуляторе U1, который не создает несущей частоты.

Чтобы обеспечить правильное декодирование стереосигнала, в КСС вводят также дополнительный сигнал с частотой 19 кГц, который должен быть фа-

зирован с колебаниями надтональной части КСС, т.е. их нули должны совпадать. На рис. 6.16 этот сигнал формируется генератором G1. Амплитуда пилот-тона соответствует 8 – 10 % от полной девиации 75 кГц. Далее сигналы тональной и надтональной частоты, а также пилот-тон суммируются в сумматоре A3 и непосредственно подаются на вход ВЧ-модулятора УКВ-передатчика.

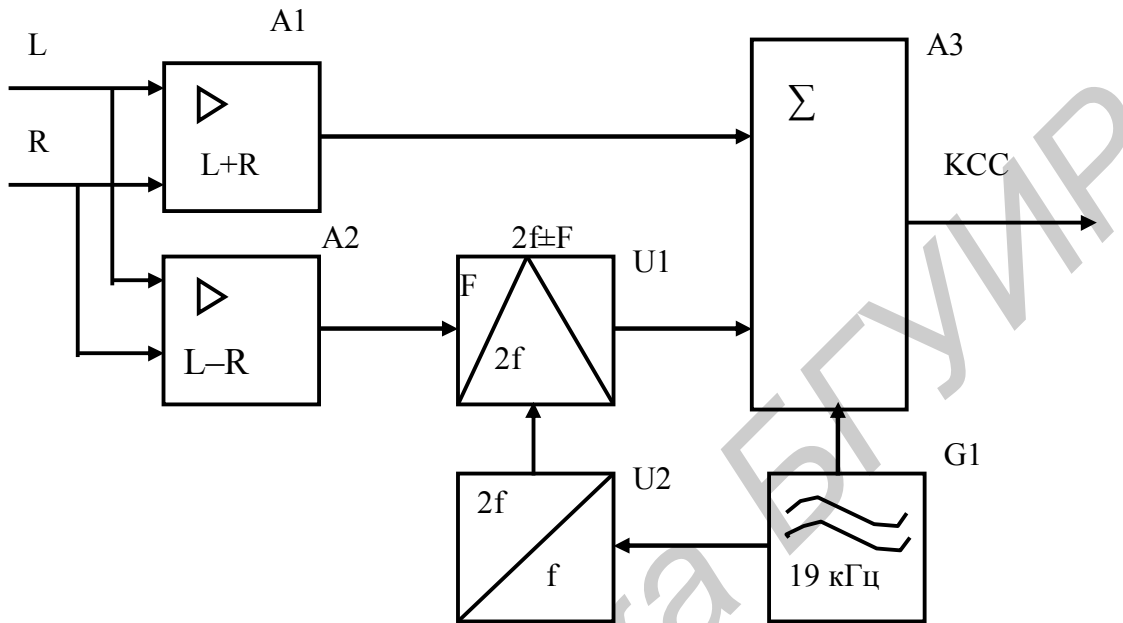


Рис. 6.16. Структурная схема стереодекодера с пилот-тоном

Ясно, что в данном случае нет необходимости вводить дополнительный фильтр на частоте поднесущей, так как она полностью подавлена.

Амплитуду пилот-тона, заменяющего несущую, можно отрегулировать независимо от информационного сигнала. Следовательно, в состав стереодекодера нет необходимости включать контур с нормированной добротностью, что значительно снижает требования к номинальным допускам элементов, входящих в тракт стереодекодера. Полный спектр сигнала, сформированного по системе с пилот-тоном, показан на рис. 6.17.

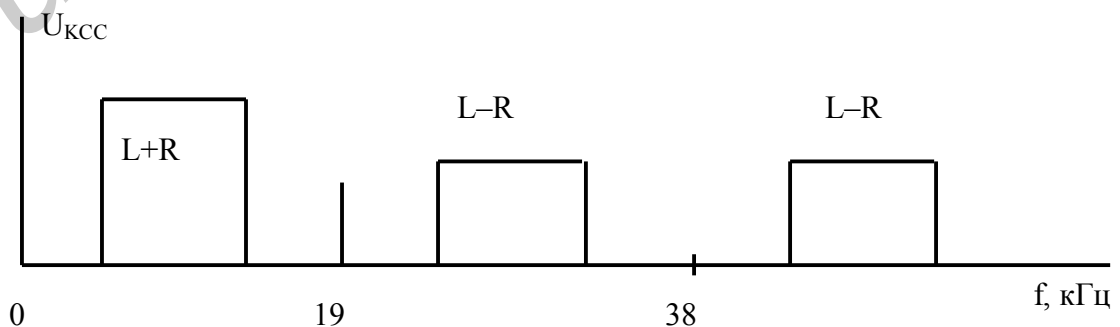


Рис. 6.17. Полный спектр стереосигнала с пилот-тоном

Максимальная частота такого сигнала составляет 53 кГц, т.е. больше, чем у отечественного сигнала (46,24 кГц). Расширение спектра увеличивается также за счет большей девиации, составляющей 75 кГц.

Теперь рассмотрим вопрос о декодировании этого сигнала. Исторически стереодекодеры развивались по пути, аналогичному тому, что прошли отечественные стереодекодеры.

Первыми появились полярные детекторы, в которых детектирование осуществлялось с помощью полупроводниковых диодов, использовавшихся как амплитудные детекторы. Однако в отличие от декодеров системы с полярной модуляцией, где ПМС восстанавливался из КСС только подъемом поднесущей и прилегающих к ней частот на 14 дБ, здесь ПМС необходимо формировать, восстанавливая несущую. Структурная схема полярного стереодекодера имеет вид, показанный на рис. 6.18.

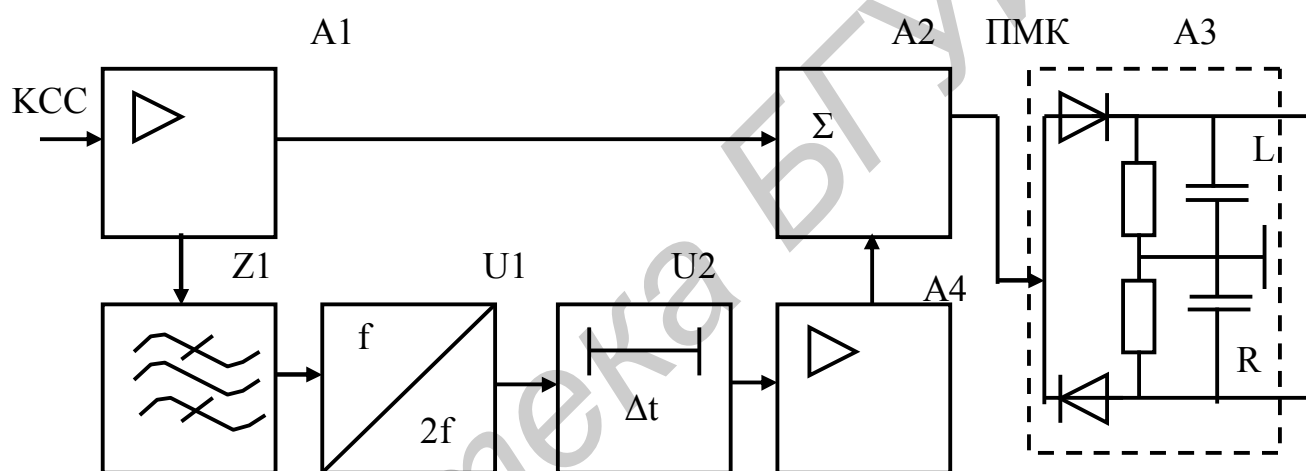


Рис. 6.18. Структурная схема полярного стереодекодера

КСС усиливается усилителем A1. В полосовом фильтре Z1 осуществляется выделение пилот-тона, в блоке U1 – производится удвоение его частоты, коррекция фазы осуществляется устройством задержки U2 и дополнительное усиление в масштабном усилителе A4. Затем происходит сложение пилот-тона с КСС в сумматоре A2, на выходе которого образуется ПМС. ПМС детектируется в полярном детекторе, здесь происходит коррекция преискажений каналов. Это выполняет блок A3.

Как видно, полярный стереодекодер с пилот-тоном гораздо сложнее декодера с полярной модуляцией. Однако качество сигнала в декодере с пилот-тоном выше, несмотря на то что детектирование в той или другой системе не имеет особенностей.

### 6.16. Система радиовещания с пилот-тоном

В системе с пилот-тоном также содержатся тональная часть, представляющая собой сумму сигналов  $U_L$  и  $U_R$ , и надтональная часть, являющаяся результатом модуляции по амплитуде поднесущей частоты, равной 38 кГц, разно-

стью сигналов  $U_L$  и  $U_R$ . Однако поднесущая здесь подавлена полностью. Для синхронного и синфазного ее восстановления в приемнике в спектр КСС вводится специальный пилот-тон, частота которого  $f_{ПТ}$  в 2 раза меньше частоты поднесущей и составляет  $19 \text{ кГц} \pm 2 \text{ Гц}$ . В спектре КСС пилот-тон располагается между тональной и надтональной частями. КСС в этой системе описывается уравнением

$$U_{КСС} = U_M + U_{ПТ} \cos \omega_{ПТ} t + U_S \cos \omega_{ПН} t,$$

где  $U_{ПТ}$ ,  $\omega_{ПТ}$  – амплитуда и частота пилот-тона соответственно;  $\omega_{ПН} = 2\omega_{ПТ}$  – частота поднесущей;  $U_M = (U_L + U_R)/2$ ,  $U_S = (U_L - U_R)/2$ .

В системе с пилот-тоном нормируются следующие параметры: частота пилот-тона, девиация частоты передатчика пилот-тоном. Поднесущая 38 кГц находится в фазе с пилот-тоном. Это означает, что в моменты, когда напряжение пилот-тона пересекает ось времени, т.е. проходит через нуль, напряжение поднесущей также проходит через эти точки. Поднесущая частота после модуляции подавляется настолько (не менее чем на 40 дБ), чтобы она модулировала несущую передатчика не более чем на 1 % максимальной девиации несущей частоты, которая устанавливается равной 75 кГц. Суммарная девиация несущей частоты передатчика сигналами  $U_M$  и  $U_S$  не превышает 90 % максимальной девиации.

На рис. 6.19 показана структурная схема приемопередающего тракта стереофонического радиовещания по системе с пилот-тоном. Суммирующе-вычитающая матрица  $M1$  создает сигналы  $U_M$  и  $U_S$ . Затем сигнал  $U_S$  модулирует поднесущую 38 кГц в балансном модуляторе (БМ). Поднесущая частота получается путем удвоения частоты пилот-тона, образующегося в кварцевом генераторе (КГ).

В передающий тракт вводится блок задержки (БЗ), компенсирующий задержку во времени сигнала  $U_S$  в БМ. Затем сигнал  $U_M$ , пилот-тон и продукты модуляции поднесущей сигналом  $U_S$  суммируются в сумматоре  $\Sigma$  в требуемых соотношениях и образовавшийся КСС модулирует частоту передатчика.

В приемном устройстве КСС снимается с выхода частотного детектора. Фильтр ( $\Phi$ ) выделяет пилот-тон, из которого путем удвоения частоты образуется поднесущая. В балансном детекторе (БД) выделяется разностный сигнал, который поступает на матрицу  $M2$ . На нее же поступает КСС, низкочастотная часть которого представляет собой суммарный сигнал. В результате суммарно-разностного преобразования получаются сигналы  $U_L$  и  $U_R$ , которые после ФНЧ, служащего для отделения надтональной части, поступает на звуковой тракт приемника. Постоянная времени цепей предискажений в каналах L и R в системе с пилот-тоном равна 75 мкс. Здесь изображен вариант с суммарно-разностным методом формирования и детектирования КСС. Однако в принципе возможно применение любого из методов, рассмотренных в системе с полярной модуляцией.

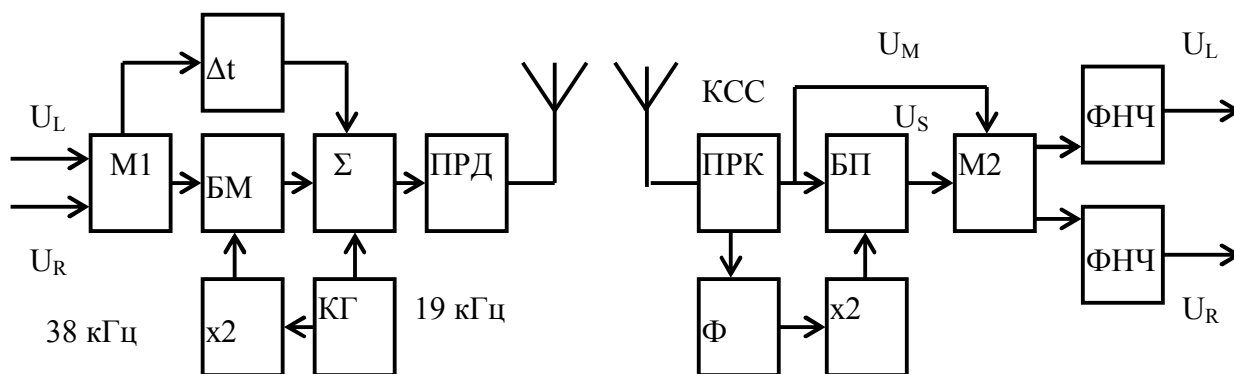


Рис. 6.19. Структурная схема приемопередающего устройства по системе с пилот-тоном

Преимущественное распространение получил ключевой метод декодирования КСС, как обеспечивающий наилучшие качественные показатели и легко поддающийся интеграции. Ключевой синхронный детектор системы с пилот-тоном имеет много общего с ключевым стереодекодером системы с полярной модуляцией. Основное отличие заключается в способе формирования последовательности коммутирующих импульсов. В схеме, показанной на рис. 6.20, для этой цели используется ФАПЧ. Она реализуется в виде замкнутой цепи автоматического саморегулирования, состоящей из фазового детектора (ФД), ФНЧ и генератора, управляемого напряжением. В цепь управления устройством ФАПЧ вводится один или несколько делителей частоты (ДЧ). В режиме синхронизации частота следования импульсов на выходе ДЧ совпадает с частотой пилот-тона в КСС, а их фазовый сдвиг составляет  $90^\circ$ . При нарушении синхронизации ФД вырабатывает регулировочное напряжение, воздействующее через ФНЧ на управляющий элемент ГУН и восстанавливающее режим синхронизма.

Обычно частоту ГУН задают равной удвоенному значению частоты поднесущей: 76 кГц или кратной этому значению. Такой выбор позволяет с помощью деления частоты на 2 легко сформировать последовательность коммутирующих импульсов в виде меандра с высокой степенью точности. Одновременно путем использования противофазного выхода ДЧ и последующего дополнительного деления на 2 частоты следования импульсов удастся изящно решить задачу обеспечения необходимого фазового сдвига на  $90^\circ$  для сигнала сравнения, подаваемого на ФД. При этом последовательность коммутирующих импульсов, управляющая работой электронного коммутатора, имеет нужную начальную фазу. На выходах электронного коммутатора выделяются сигнал стереопары  $U_L$  и  $U_R$ , а также надзвуковые частоты. Последние заметно ослабляются цепями компенсации предскажений  $1/K(i\Omega)$  и при необходимости дополнительно отфильтровываются с помощью ФНЧ, устанавливаемых на выходах стереодекодера.

На входе стереодекодера часто подключается широкополосный ФНЧ (показан штриховой линией на рис. 6.20), срезающий составляющие спектра, расположенные за пределами КСС. Наличие такого фильтра позволяет улучшить помехозащищенность стереоприема в некоторых случаях на величину до 30 дБ.

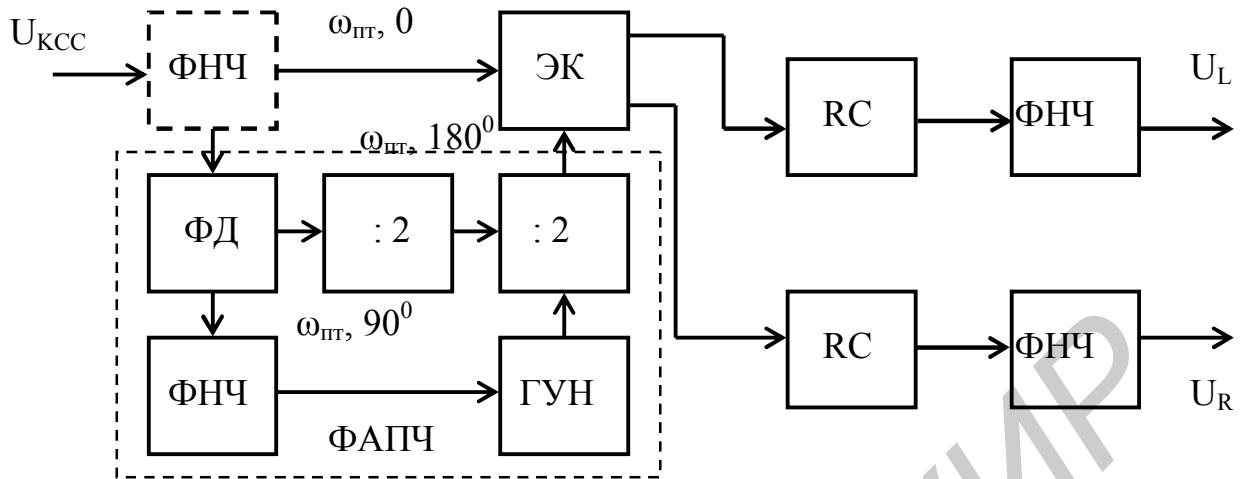


Рис. 6.20. Структурная схема ключевого стереодекодера в системе с пилот-тоном

В системе с пилот-тоном важно при восстановлении поднесущей получить нужную ее фазу. При неточности фазирования поднесущей вместо АМ-колебаний получаются амплитудно-частотно-модулированные колебания и после детектирования образуются нелинейные искажения и уменьшается переходное затухание. Так, при ошибке поднесущей по фазе на угол  $\Delta\varphi$  переходное затухание может оказаться равным  $\beta = 20\lg(\operatorname{ctg} \Delta\varphi/2)$ .

При  $\Delta\varphi = 20^\circ$   $\beta = 30$  дБ. Еще более точной должна быть фаза пилот-тона, так как при удвоении его частоты ошибка по фазе также удваивается. Например, при сдвиге фазы пилот-тона на  $45^\circ$  поднесущая сдвигается на  $90^\circ$ . При этом  $\beta = 0$ , т.е. передача становится монофонической.

Особенность системы с пилот-тоном состоит в том, что существует опасность появления искажений за счет попадания в область частот пилот-тона гармоник сигнала  $U_M$ . Так, вторая гармоника частоты 9,5 кГц или третья гармоника частоты 6,93 кГц оказывается равной 19 кГц и, когда она значительна, происходит сбой синхронизации, в результате чего появляются искажения. В отечественной системе стереофонического вещания пилот-тон отсутствует, а поднесущая лежит далеко от спектра звуковых частот, поэтому влияние гармоник последних практически незаметно. Передача по системе с пилот-тоном занимает большую по сравнению с полярной модуляцией полосу частот (примерно на 15 %) в эфире. Это связано с более широким спектром модулирующих частот (верхняя частота спектра составляет 53 кГц). Преимущество системы с пилот-тоном состоит в том, что восстановление поднесущей происходит в отдельном тракте, через который не проходит КСС. Это облегчает реализацию стереодекодеров с переключением и перемножением сигналов. Однако с развитием интегральной схемотехники и появлением ряда новых технических решений эти задачи столь же просто решаются и в системе с полярной модуляцией.

## 7. ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Телевидение – это область радиоэлектроники, занимающаяся передачей на расстояние изображений предметов с помощью излучения электромагнитных волн. Слово «телевидение» (television) впервые прозвучало в докладе К.Д. Перского 24 августа 1900 г. на IV Международном электро-техническом конгрессе в Париже, проводившемся в рамках Всемирной промышленной выставки, посвященной смене тысячелетий. Доклад «Телевидение как электрическое кино» опубликован на французском языке, поэтому некоторые историки пишут, что доклад сделал frenchman Persky, хотя К.Д. Перский был россиянином.

Коммерческое использование для передачи автографических телеграмм и штриховых рисунков получил пантограф итальянского аббата Д. Казелли. В России аппарат его системы работал на линии Москва – Санкт-Петербург в 1866-1868 гг. Качество принятых рисунков и текстов было удовлетворительным и велось с разложением на 120 строк, передаваемых за 2 мин, однако 16 р. за телеграмму (почти месячная зарплата почтальона) отпугивали клиентов.

### 7.1. Физические основы и принцип передачи цветных изображений

#### 7.1.1. Цвет и цветовое зрение

Из всего спектра существующих в природе электромагнитных волн лишь небольшой диапазон (380...760 нм) вызывает раздражение зрительного органа человека. Но и в этом интервале волн глаз ощущает свет по-разному. Каждой длине световой волны соответствует свой цвет: фиолетовая область лежит в пределах от 380 до 450 нм, синяя – от 450 до 480, голубая – от 480 до 510, зеленая – от 510 до 570, желтая – от 570 до 590, оранжевая – от 590 до 620 и красная – от 620 до 760 нм. Разделение видимого спектра на семь цветовых областей условно, так как между ними не существует четкой границы. В действительности глаз различает в спектре до 180 промежуточных цветовых оттенков.

В основе систем цветного телевидения лежит теория трехкомпонентности цветового зрения. Впервые мысль о трехцветной теории зрения была высказана в 1756 г. М.В. Ломоносовым. Через 46 лет гипотезу о трехкомпонентности цветового зрения высказал английский ученый Т. Юнг. Более детально гипотеза цветового зрения была разработана Гельмгольцем и опубликована в 1911 г.

Согласно современным воззрениям в сетчатой оболочке человеческого глаза содержится три вида колбочек, обладающих различной спектральной чувствительностью. Световые лучи, падающие от наблюдаемого предмета на сетчатку глаза, воздействуют сразу на колбочки трех видов. При неодинаковой



степени возбуждения различных видов колбочек появляется ощущение цветного изображения. Относительная спектральная чувствительность глаза – это зависимость визуальной яркости световых излучений от длины волны. Кривая относительной спектральной чувствительности глаза – кривая видности – приведена на рис. 7.1.

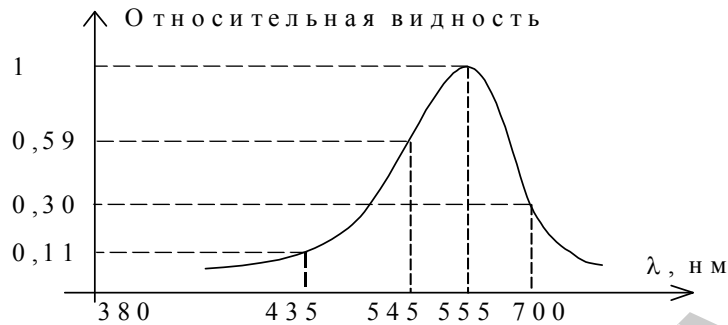


Рис. 7.1. Кривая относительной спектральной чувствительности глаза

Окружающая природа имеет широкую гамму цветов, но любой цвет можно воспроизвести при помощи определенного сочетания трех цветов – красного, синего и зеленого. Глаз наиболее чувствителен к зеленому цвету, менее – к красному и еще меньше – к синему. Способ образования цвета, основанный на сложении (смешении) цветовых потоков, называется аддитивным. Разрешающая способность глаза зависит от яркости, контрастности и цветности двух рассматриваемых деталей, а также деталей зеленого цвета.

В настоящее время установлено, что глаз не отличает монохроматический цвет определенной длины волны от такого же цвета, полученного смесью цветов различных длин волн.

### 7.1.2. Преобразование цветных изображений в электрические сигналы

Воспроизведение цветного изображения основано на смешении световых потоков трех основных цветов – красного, зеленого и синего. Поэтому при передаче цветного изображения световой поток разделяется с помощью цветоделительной оптики на три световых потока основных цветов, каждый из которых направляется на фотодиоды отдельной передающей трубки.

На рис. 7.2 показана упрощенная структурная схема трехтрубчатой передающей камеры цветного телевидения RGB. Цветоразделительная оптическая система содержит два дихроичных зеркала, 31 и 32. Эти зеркала отражают световой поток одного цвета и пропускают световые потоки других оставшихся цветов.

Здесь дихроичное зеркало 31 отражает синий световой поток  $F_B$ , а зеленый  $F_G$  и красный  $F_R$  пропускает. Дихроичное зеркало 32 пропускает зеленый поток  $F_G$ , а красный  $F_R$  отражает. Оптическое изображение в зеленом цвете непосредственно, в красном и синем цветах через отражающие зеркала ОЗ поступают на фотодиоды передающих трубок и преобразуются в электрические сигналы изображения  $E_R$ ,  $E_G$  и  $E_B$ .



Рис. 7.2. Структурная схема трехтрубчатой передающей камеры цветного изображения

### 7.1.3. Чересстрочная развертка

Передаваемое прямоугольное изображение разлагается на 625 строк и передается и воспроизводится с частотой 25 кадров в секунду в виде двух полукадров, или полей. Электронный луч начинает движение с левого верхнего угла слева направо и смещается вниз до положения уровня третьей строки, т.е., достигнув правого края экрана, луч возвращается в левое крайнее положение и начинает двигаться по третьей строке, далее – по пятой строке и т.д., пока не достигнет 625-й строки, которую он прочертит только до половины.

Затем луч переходит в верхнее положение и продолжает чертить вторую половину 625-й строки. После того как луч достигнет крайнего правого положения, он перейдет на вторую строку, затем – на четвертую и т.д., пока не закончит чертить 624-ю строку в нижнем правом углу экрана. После этого луч начнет чертить первую строку, но уже нового кадра (рис.7.3).

Отечественным стандартом установлено  $z = 625$ ,  $f_k = 25$  Гц,  $k = 4:3$ ,  $T_K = 1/25$  с = 40 мс,  $T_{II} = 1/50$  с = 20 мс,  $T_C = T_K / 625 = 1/15625$  с = 64 мкс. Здесь обозначено:  $z$  – количество строк разложения изображения;  $f_k$  – частота кадров;  $k$  – отношение ширины изображения к его высоте;  $T_K$  – длительность периода кадровой развертки;  $T_{II}$  – длительность периода следования полей;  $T_C$  – длительность периода строчной развертки

Таким образом, обязательным условием обеспечения чересстрочной развертки является разложение изображения на *нечетное* число строк. Только в этом случае изменение полярности тока в вертикально отклоняющих катушках при передаче нечетного полукадра произойдет в то время, когда по горизонтали луч сместится на середину строки. Тогда вторая половина строки будет закон-

чена в верхней части кадра и благодаря этому строки четного полукадра разместятся между строками нечетного полукадра.

Если же принять число строк разложения четным, то как четный, так и нечетный полукадры заканчиваются полной строкой. При этом за счет изменения полярности луч будет возвращаться снова в левый верхний угол и перемещаться по уже пройденным строкам, т.е. произойдет спаривание строк.

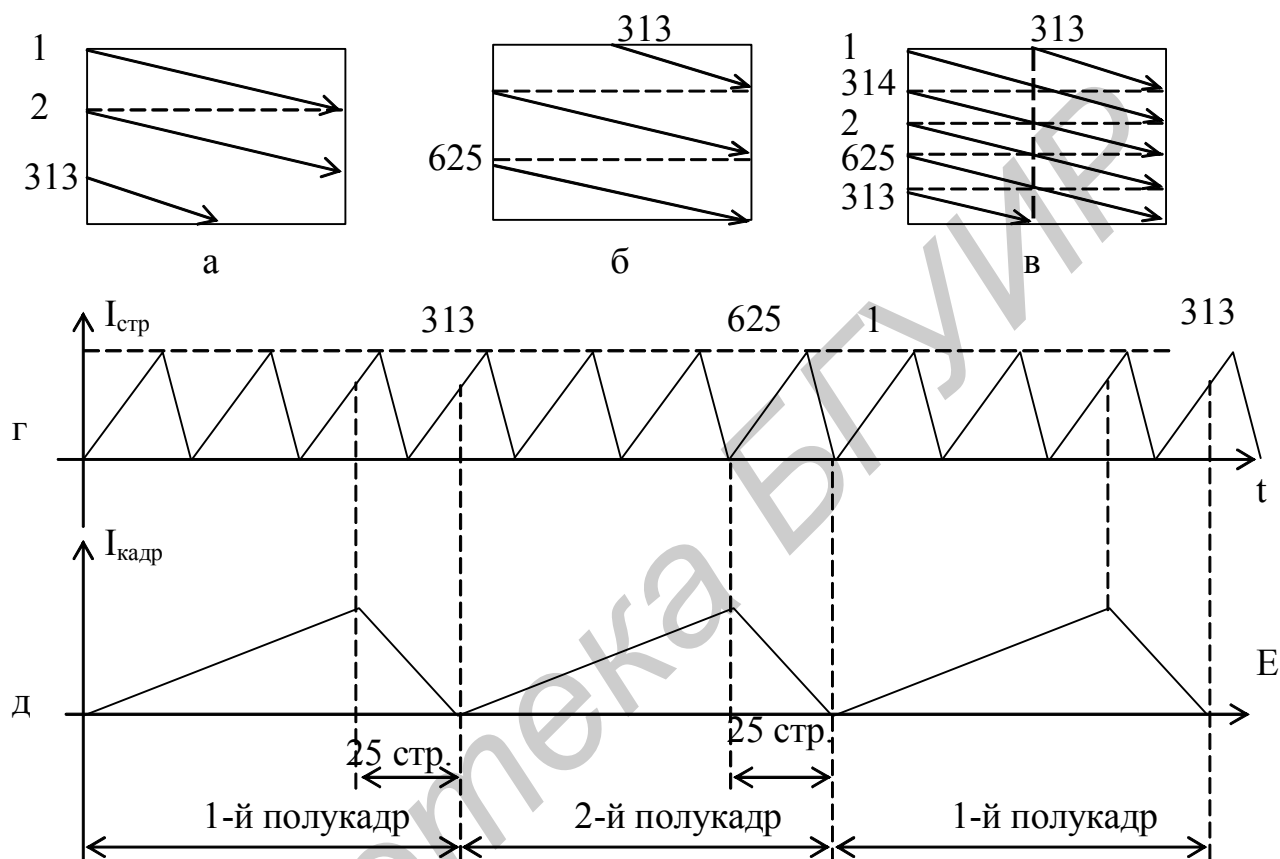


Рис. 7.3. Формирование строк нечетного поля (а), четного поля (б), кадра (в) и форма отклоняющих токов строчной (г) и кадровой развертки (д)

#### 7.1.4. Частотный спектр изображения

Если принять число элементов изображения, укладываемого по высоте кадра, равным числу строк разложения  $z$ , то вдоль каждой строки уложится  $kz$  элементов, а общее число элементов в кадре будет равно  $kz^2$ . Для передачи кадра требуется 0,04 с. Следовательно, время передачи одного элемента

$$T_3 = 0,04 / kz^2,$$

а время передачи каждой пары элементов, т.е. период импульсного сигнала, соответствующий верхней граничной частоте,

$$T_B = 0,08 / kz^2.$$

Отсюда верхняя граничная частота

$$F_B = 1/T_B = kz^2 / 0,08 = 4 \cdot 625^2 / 0,08 \cdot 3 = 6510416 \text{ Гц} \approx 6,5 \text{ МГц}.$$

Так как обратный ход кадровой развертки занимает 25 строк, из них 3 строки текущего поля и 22 строки – следующего, то фактически (вследствие

потери части строк за время обратного хода) число строк, несущих информацию об изображении, будет 575, а верхняя частота равна 6 МГц.

Очевидно, что при увеличении частоты смены кадров или числа строк разложения увеличивается верхняя граничная частота и расширяется частотный спектр изображения. Так, при  $f_k = 50$  Гц и  $z = 625$  верхняя частота спектра составит 12 МГц.

### 7.1.5. Уровни сигнала изображения

Сигнал изображения представляет собой напряжение, по форме совпадающее с распределением яркости передаваемого объекта. При этом уровень сигнала, соответствующий самым темным элементам изображения, называется уровнем черного, а наиболее ярким – уровнем белого. Сигналы, соответствующие серым элементам изображения, занимают промежуточное положение (рис.7.4).

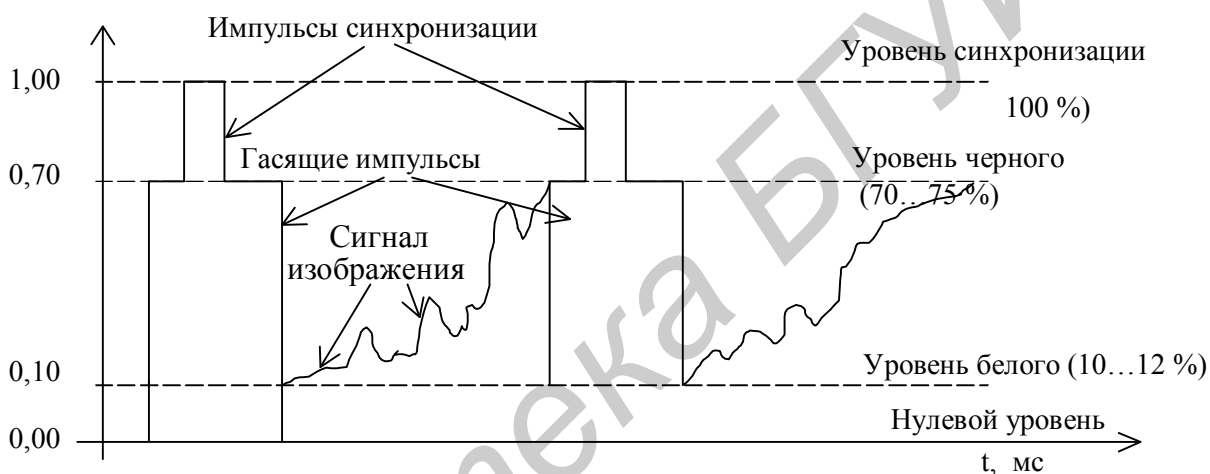


Рис.7.4. Уровни телевизионного сигнала

Таким образом, сигнал изображения определяется напряжением, уровень которого непрерывно изменяется вдоль строки в зависимости от максимальной амплитуды сигнала (от 10...15 до 70 %). Синхронизирующие импульсы занимают остальные 30 % максимальной амплитуды. Уровнем синхронизирующих импульсов определяется уровень напряжения поля телевизионной передачи.

Итак, полный телевизионный сигнал с негативной модуляцией, т.е. когда уровню черного соответствует большее напряжение, чем уровню белого, имеет три уровня: уровень белого, уровень черного и уровень синхронизации.

Отечественным стандартом (ГОСТ 7845-92) установлена негативная модуляция, обладающая рядом достоинств. Так как на изображениях обычно преобладают светлые тона, то при негативной модуляции средняя излучаемая мощность значительно меньше, чем при позитивной. Помехи при негативной модуляции проявляются на изображении в виде черных точек, которые менее заметны. Уровень синхроимпульсов при негативной модуляции, независимо от содержания изображения, всегда соответствует максимальной излучаемой

мощности, что повышает помехоустойчивость синхронизации и облегчает построение ряда схем телевизионных приемников.

#### 7.1.6. Гасящие импульсы

Гасящие импульсы передаются после сигнала изображения каждой строки (строчные гасящие импульсы) и каждого полукадра (кадровые гасящие импульсы) (рис.7.5). Стандартом установлена длительность строчного гасящего импульса 12 мкс (20 % от периода строки, т.е. 12/64 мкс), а кадрового – 1600 мкс, или 8 % от периода полукадра.

Кадровые гасящие импульсы образуют довольно широкие промежутки между кадрами. Однако при устойчивом изображении они не видны, так как располагаются за пределами поля экрана.

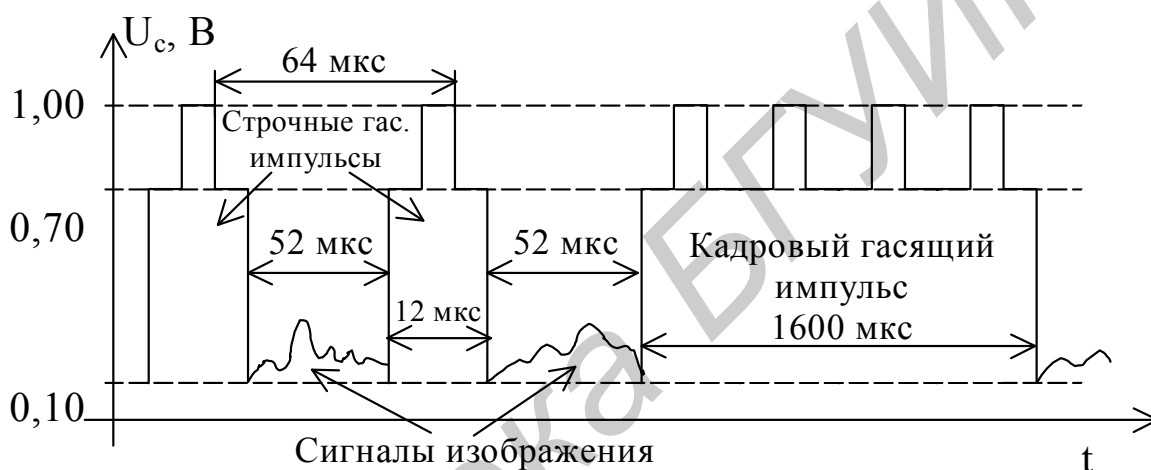


Рис.7.5. Расположение строчных и кадровых гасящих импульсов относительно сигналов изображения

#### 7.1.7. Сигнал синхронизации

Строчные и кадровые синхронизирующие импульсы передаются в пределах тех же интервалов времени, что и соответствующие гасящие. Располагаются синхронизирующие импульсы над гасящими (в области чернее черного). Это позволяет легко отделить их от сигнала изображения обычным амплитудным селектором. Последовательность строчных и кадровых синхроимпульсов называется сигналом синхронизации. Стандартом установлена длительность кадровых синхронизирующих импульсов 160 мкс, а длительность строчных синхроимпульсов – 4,7 мкс. Такая разница в длительности строчных и кадровых импульсов обеспечивает их разделение с помощью простых интегрирующих и дифференцирующих цепей. При этом разница в длительности импульсов преобразуется в разницу по размаху.

#### 7.1.8. Врезки строчной частоты в кадровые синхроимпульсы и уравнивающие импульсы

Прекращение синхронизации строчной развертки на время кадровых гасящих импульсов может вызвать смещение строк в начале развертки полукадров, т.е. излом вертикальных линий изображения в верхней части экрана.

Поэтому сигнал синхронизации приходится усложнять введением врезок строчной частоты в кадровый синхроимпульс и передачей строчных синхроимпульсов в течение остальной части кадрового гасящего импульса.

Однако при чересстрочной развертке начало кадрового синхроимпульса, следующего за нечетным полем развертки, отстоит от последнего строчного синхроимпульса на половину строчного интервала, а следующего за четным полем – на целый строчный интервал.

В результате этого на выходе интегрирующей цепи форма кадровых синхроимпульсов нечетного и четного полей получается неодинаковой, что приводит к неточности синхронизации кадровой развертки, сопровождающейся смещением по вертикали одного полукадра относительно другого, а следовательно, спариванием строк и уменьшением четкости изображения.

Для обеспечения устойчивой чересстрочной развертки кадровые синхроимпульсы сдвигаются вправо относительно фронтов гасящих импульсов и в них вводятся врезки двойной строчной частоты. Перед кадровыми синхроимпульсами и непосредственно после них передается по пять уравнивающих импульсов, также следующих с двойной строчной частотой. Длительность врезок и уравнивающих импульсов установлена 2,35 мкс.

Такое усложнение сигнала синхронизации позволяет свести к минимуму на выходе интегрирующей цепи различия в форме кадровых синхроимпульсов четного и нечетного полей развертки.

#### **7.1.9. Разделение строчных и кадровых синхроимпульсов**

Наиболее общим способом разделения строчных и кадровых импульсов синхронизации является использование интегрирующей цепи, постоянная времени которой больше длительности строчного синхроимпульса и меньше длительности всей строки, т.е. должна иметь значение около 50 мкс. Воздействие такой интегрирующей схемы на импульсы синхронизации показано на рис. 7.6.

Конденсатор интегрирующей цепи заряжается во время прохождения импульса и разряжается во время его отсутствия. При этом заряд, накапливаемый конденсатором во время прохождения узкого импульса, невелик и конденсатор полностью разряжается к моменту прихода следующего импульса. При поступлении кадровых импульсов конденсатор заряжается в течение большого промежутка времени, а время его разряда мало.

Таким образом, заряд на конденсаторе накапливается по мере поступления последовательности широких импульсов и происходит его разряд во время поступления уравнивающих импульсов. При этом формируется нарастающий передний фронт, который затем ограничивается для удаления пульсаций на его вершине и формирования импульса кадровой синхронизации.

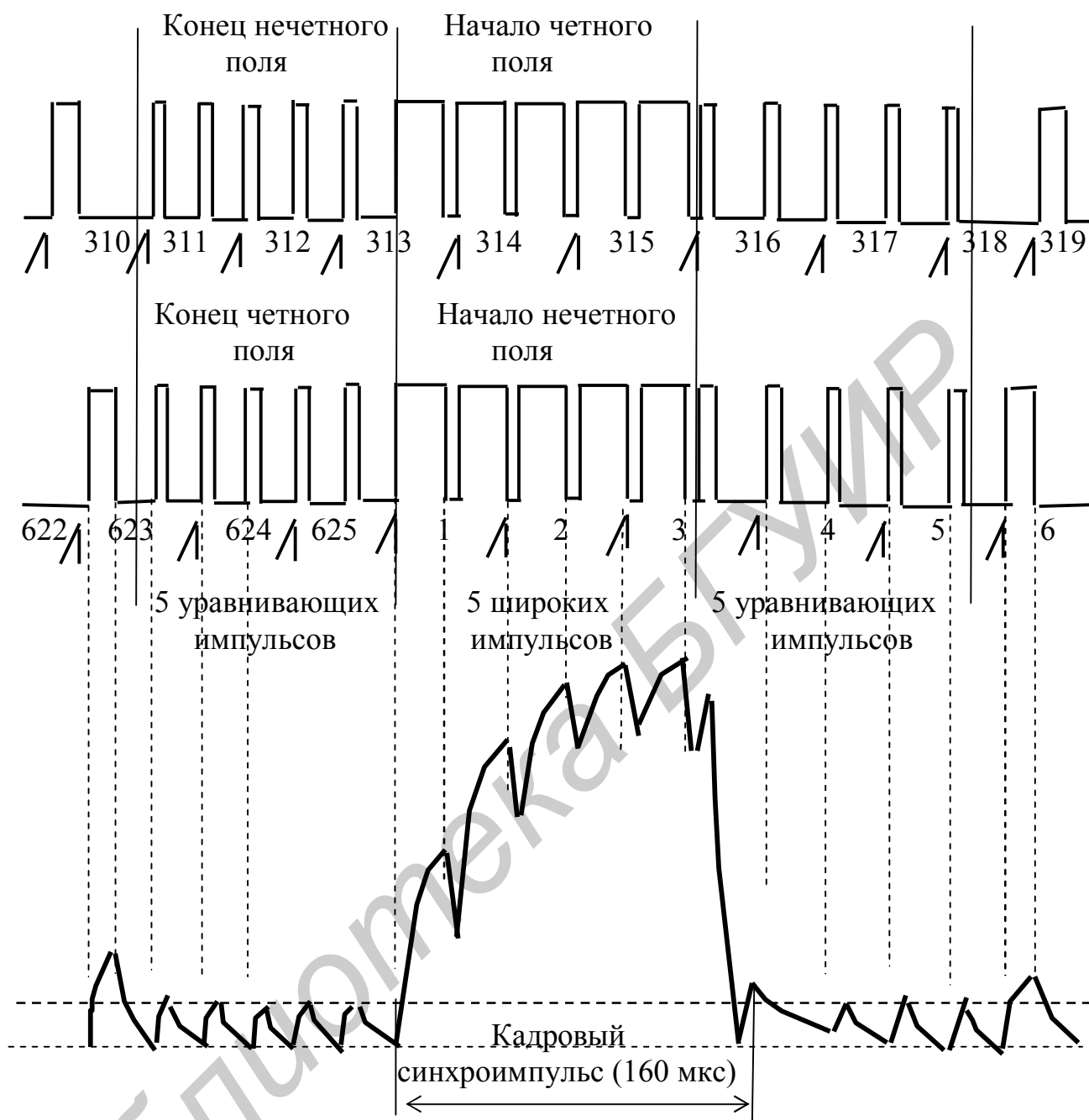


Рис. 7.6. Разделение строчных и кадровых синхроимпульсов с помощью интегрирующей цепи

#### 7.1.10. Типовая схема выделения импульсов синхронизации

Типовая схема выделения строчных и кадровых синхронизирующих импульсов показана на рис. 7.7.

Транзистор VT1 работает с отсечкой. Режим его работы задается резистором R2, с помощью которого устанавливается смещение на базе транзистора, равное приблизительно  $-0,7$  В. На коллекторе транзистора вырабатываются строчные и кадровые импульсы отрицательной полярности. Строчные импульсы дифференцируются с помощью дифференцирующей цепи C3R4R5 перед подачей на генератор строчной развертки. Кадровые синхроимпульсы перед подачей их на генератор кадровой развертки интегрируются цепочкой R6C4 и

ограничиваются диодом VD1. Чтобы получить крутые запускающие фронты у синхроимпульсов, транзистор выбирают с достаточно высокой частотой среза.

## 7.2. Полоса частот радиоканала телевизионного вещания

Частотный спектр амплитудно-модулированного сигнала содержит несущую частоту и две боковые полосы частот – верхнюю и нижнюю. Ширина спектра определяется удвоенной наивысшей частотой модулирующего сигнала.

При передаче сигналов изображения, высшая граничная частота которых 6 МГц, радиосигнал изображения будет занимать полосу частот в два раза большую, т.е. 12 МГц. Однако передача обеих боковых полос амплитудно-модулированного сигнала необязательна, поскольку каждая из них содержит полную информацию о сигнале изображения. Поэтому достаточно передавать одну из боковых полос, а вторую можно подавлять, сохранив только ее небольшую часть около несущей частоты. Это позволяет увеличить число радиоканалов, размещаемых в отведенном диапазоне радиоволн.

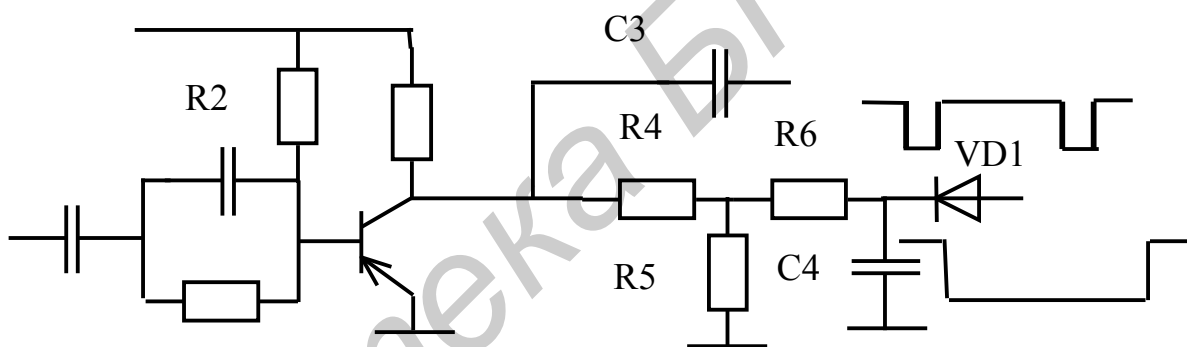


Рис.7.7. Типовая схема выделения импульсов синхронизации

### 7.2.1. Канал черно-белого телевизионного сигнала

Согласно стандарту ГОСТ 7845-92 радиосигнал передается с частичным подавлением нижней боковой полосы, от которой остается лишь небольшой участок шириной 1,25 МГц (рис. 7.8). Верхняя боковая полоса передается полностью и имеет ширину 6,375 МГц. Частотно-модулированная (с девиацией 50 кГц) несущая частота сигнала звукового сопровождения  $f_{0з}$  выбирается на 6,5 МГц выше несущей частоты радиосигнала изображения. Радиоканал звукового сопровождения занимает полосу частот 0,25 МГц и обеспечивает передачу звуковых частот от 30 до 15000 Гц. При передаче цветного изображения в состав спектра сигнала изображения (сигнала яркости) с помощью частотно-модулированных  $f_{0R}$  и  $f_{0B}$ , следующих через строку, вводится информация о цвете объекта. Общая полоса частот, занимаемая радиоканалом телевизионного вещания с учетом защитного частотного промежутка шириной 0,125 МГц, составляет 8 МГц.



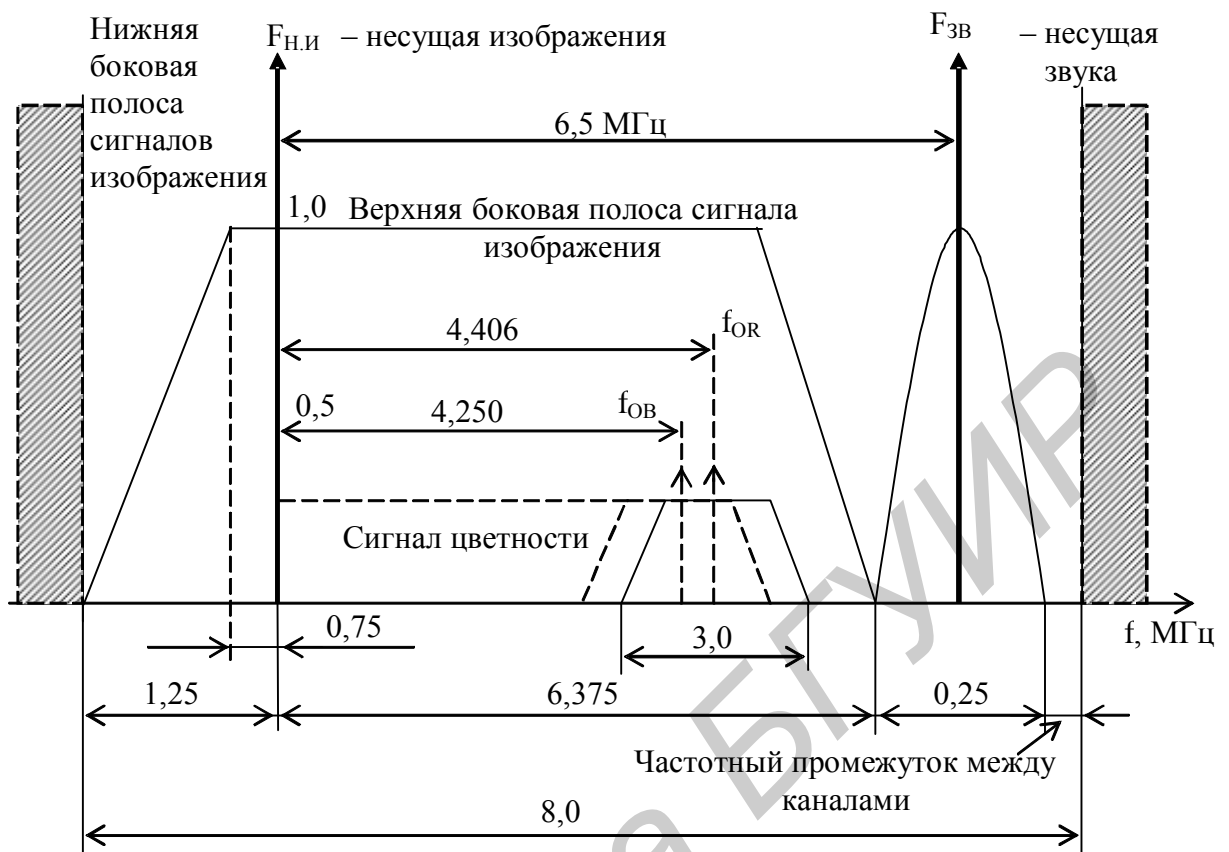


Рис. 7.8. Радиочастотная характеристика канала телевизионного вещания

### 7.2.2. Канал цветного телевизионного сигнала

Информация о цвете передается внутри спектра сигнала яркости, занимающего полосу частот шириной 6 МГц, путем введения в него поднесущих частот, модулированных цветоразностными сигналами. Таким образом, происходит уплотнение спектра сигнала яркости, в результате чего между сигналами яркости и цветности возникают взаимные помехи, для ослабления которых применяется целый ряд специальных мер. Поскольку высшие частоты телевизионного сигнала соответствуют мелким деталям изображения, то для обеспечения незаметности помех от сигналов цветности на экране телевизора, проявляющихся в наличии мелкоструктурной сетки на изображении, номинальные значения поднесущих выбираются при отсутствии модуляции как можно ближе к верхней граничной частоте спектра сигнала яркости:

$$f_{0R} = 282 f_{стр} = 4406,25 \pm 2, \text{ кГц},$$

$$f_{0B} = 272 f_{стр} = 4250,00 \pm 2, \text{ кГц}.$$

Иными словами, частоты поднесущих  $f_{0R}$  и  $f_{0B}$  выбираются кратными частоте строчной развертки  $f_{стр}$ .

Разнос средних значений частот цветковых поднесущих способствует повышению помехоустойчивости приема. Чтобы сделать незаметными помехи от сигналов поднесущих частот, размах сигналов цветовой поднесущей на частоте  $f_0 = 4286 \pm 20$  кГц составляет  $(23 \pm 2,5) \%$  от размаха яркостного сигнала между уровнями белого и черного и выбран компромиссно, чтобы удовлетво-

ритель требованиям совместимости и помехоустойчивости системы цветного телевидения.

Другая мера, служащая целям уменьшения влияния сигналов поднесущих частот на сигнал изображения, заключается в том, что частотно-модулированный сигнал, содержащий информацию о цвете передаваемого объекта, является узкополосным, так как номинальные значения девиации частот поднесущих  $f_{0R}$  и  $f_{0B}$  составляют соответственно  $\pm 280$  и  $\pm 230$  кГц. При этом эффективная ширина спектра частотно-модулированных сигналов цветности не превышает 3,0 МГц (см. рис. 7.8).

### 7.3. Классификация систем телевидения

В настоящее время для телевизионного вещания приняты 10 систем черно-белого (В, D, G, H, I, K, K1, L, M, N) и 3 системы цветного телевидения (NTSC, PAL, SECAM).

#### 7.3.1. Совместимость систем цветного телевидения

Совместимость – это выполнение условий, при которых черно-белые телевизоры наряду с передачами черно-белого изображения могут воспроизводить в черно-белом виде передачи цветного телевидения, а телевизоры цветного изображения кроме цветных передач должны принимать передачи черно-белого телевидения и воспроизводить их в черно-белом виде.

Принципиально каждая из систем цветного телевидения совмещается с любым из 10 существующих стандартов черно-белого телевидения, образуя 30 вариантов цветного вещания. На практике применяется 9 разновидностей PAL, 6 – SECAM и одна – NTSC.

Выполнение условий совместимости обеспечивается при помощи *кодирования* сигналов изображения на телецентре. *Кодирование* – это процесс преобразования сигналов трех основных цветов в сигнал яркости и цветоразностные сигналы, а также создание сигнала цветности, который передается внутри полосы частот, занимаемой сигналом яркости. Осуществляется этот процесс кодирующими устройствами. В телевизионном приемнике осуществляется процесс *декодирования*, т.е. преобразования сигнала цветного телевидения в сигналы трех основных цветов.

#### 7.3.2. Сигнал яркости и цветоразностные сигналы

В системах цветного телевидения из трех первичных сигналов формируется сигнал яркости, соответствующий черно-белому изображению. Для этого используется схема, называемая матрицей, упрощенная форма которой приведена на рис.7.9. С помощью этой матрицы выполняется операция, называемая матрицированием, которая состоит в сложении основных сигналов по формуле

$$E'_Y = 0,30E'_R + 0,11E'_B + 0,59E'_G.$$

Как видно из рис. 7.9, матрица – это делитель напряжения. При достаточно больших сопротивлениях резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  по сравнению с резистором  $R_4$  делители напряжений практически взаимно не связаны. Сопротивления резисторов подобраны так, что соблюдается пропорция

$$\frac{R4}{R1} : \frac{R4}{R2} : \frac{R4}{R3} = 0,30 : 0,11 : 0,59.$$

Отсюда видно, что при наличии сигнала яркости необязательно передавать три цветных сигнала. Обычно исключают самый широкополосный сигнал – зеленый, так как в яркостном сигнале содержится 59 % зеленого цвета. Таким образом, если передаются сигналы  $E'_Y$ ,  $E'_R$ ,  $E'_B$ , то информация о зеленом цвете формируется непосредственно в телевизоре путем вычитания из яркостного сигнала двух выделенных цветных сигналов  $E'_R$  и  $E'_B$  по формуле

$$E'_G = (E'_Y - 0,30E'_R - 0,11E'_B) / 0,59.$$

Так как сигнал яркости  $E'_Y$  содержит полную информацию о яркости передаваемого объекта, то можно исключить эту информацию из сигналов  $E'_R$  и  $E'_B$  и передавать ее в виде цветоразностных сигналов:

$$E'_R - E'_Y = E'_R - 0,30E'_R - 0,59E'_G - 0,11E'_B = 0,70E'_R - 0,59E'_G - 0,11E'_B,$$

$$E'_B - E'_Y = E'_B - 0,30E'_R - 0,59E'_G - 0,11E'_B = -0,30E'_R - 0,59E'_G + 0,89E'_B.$$

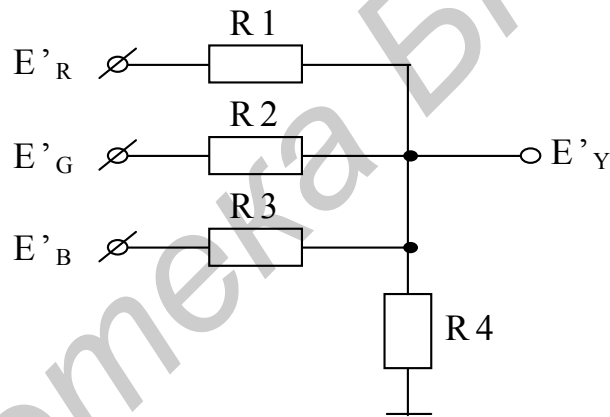


Рис. 7.9. Принципиальная электрическая схема матрицы

В приемнике при помощи специальных матриц цветоразностные сигналы снова преобразуются в сигналы основных цветов следующим образом:  $(E'_R - E'_Y) + E'_Y = E'_R$ ,  $(E'_G - E'_Y) + E'_Y = E'_G$ ,  $(E'_B - E'_Y) + E'_Y = E'_B$ .

В результате такого преобразования в цвете воспроизводятся детали, размеры которых определяются верхней граничной частотой сигналов цветности, в то время как детали более мелкие и резкие перепады яркости создаются высокочастотными составляющими сигнала яркости.

В телевизоре для получения основных трех цветов R, В и G нужен третий цветоразностный сигнал  $E'_G - E'_Y$ . Его можно получить из сигналов  $E'_R - E'_Y$  и  $E'_G - E'_Y$  путем их матрицирования согласно уравнению

$$E'_G - E'_Y = -0,5(E'_R - E'_Y) - 0,19(E'_B - E'_Y).$$

При передаче белого цвета ( $E'_R = E'_B = E'_G = E'_Y$ ) цветоразностные сигналы равны нулю. В обычных передачах цветного телевидения большая часть участков оказывается черно-белой или имеет слабую насыщенность. В этом случае

цветоразностные сигналы не равны нулю, но они имеют малую величину и не создают помех на экране черно-белого телевизора.

### 7.3.3. Гамма-коррекция нелинейных модуляционных характеристик кинескопов

Из-за нелинейных модуляционных характеристик кинескопов яркостный сигнал в том виде, как он представлен уравнением  $E'_Y = 0,30E'_R + 0,11E'_B + 0,59E'_G$ , не может обеспечить точное воспроизведение цвета передаваемого объекта. Эта нелинейность выражается степенной функцией

$$B = k E^\gamma,$$

где  $B$  – яркость свечения экрана кинескопа;  $k$  – коэффициент пропорциональности;  $E$  – напряжение между модулятором и катодом кинескопа;  $\gamma$  – показатель степенного закона, который для цветного кинескопа равен 2,8.

Процесс изменения напряжений, соответствующих красному, зеленому и синему сигналам, осуществляемый на передающем центре, в результате которого сигналы основных цветов приобретают вид

$$E'_R = E_R^{-\gamma}, \quad E'_G = E_G^{-\gamma}, \quad E'_B = E_B^{-\gamma},$$

называется гамма-коррекцией. На рис. 7.10 показано, что нелинейность модуляционной характеристики (кривая 1) можно скомпенсировать, если в подводимом сигнале зависимость между яркостью передаваемого объекта и напряжением на выходе передающих камер в результате гамма-коррекции изменяется по закону  $B = k E^{-\gamma}$  (кривая 2). В результате результирующая характеристика оказывается почти линейной (прямая 3).

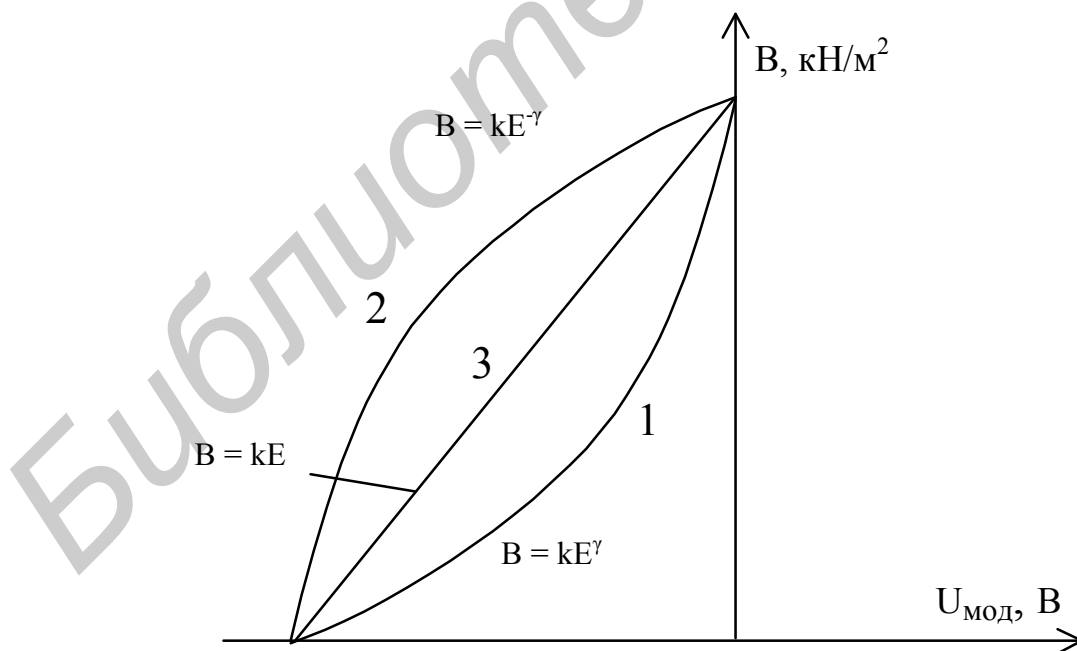


Рис. 7.10. Гамма-коррекция модуляционной характеристики кинескопа

**Пример 7.1.** Построить эпюры напряжений сигнала яркости и цветоразностных сигналов при передаче сигнала цветных полос.

Испытательный сигнал цветных полос используется для нормирования ряда параметров телевизионного приемопередающего тракта, а также для проверки и

регулировки телевизионных приемников. Он вырабатывается специальным устройством с тремя синхронными генераторами. Генераторы создают сигналы основных цветов, которые имеют форму прямоугольных импульсов и отличаются друг от друга частотой следования. Сигнал  $E'_G$  передается на основной частоте, сигнал  $E'_R$  – на двойной частоте, а сигнал  $E'_B$  – на четырехкратной частоте строчной развертки (рис. 7.11). На этом рисунке показаны сигналы, соответствующие длительности прямого хода строчной развертки.

Соответственно каждый сигнал при отсутствии двух других создает на экране изображение одноцветных полос, число которых зависит от соотношения между частотой прямоугольных импульсов данного цвета и частотой строк. Так, прямоугольные импульсы сигнала  $E'_G$ , которые передаются на основной строчной частоте, разделяют растр на две половины: зеленую и темную. Сигнал  $E'_R$  создает на экране кинескопа две красные и две темные полосы, сигнал  $E'_B$  – четыре синие и четыре темные полосы.

Сложение этих сигналов формирует изображение вертикально расположенных полос, яркость которых уменьшается слева направо, начиная с белого. Далее идут желтый, голубой, зеленый, пурпурный, красный, синий и черный.

Если же сложить эти сигналы в пропорциях, определяющих структуру сигнала яркости, то получится сигнал, имеющий ступенчатую форму. При этом на экране воспроизводится серая шкала, яркость которой понижается слева направо.

Цветоразностные сигналы  $E'_R$  и  $E'_B$  формируются вычитанием из сигнала прямоугольной формы ступенчатого сигнала. Подобным образом формируется и сигнал  $E'_G$  (см. рис. 7.11).

#### 7.3.4. Система NTSC

NTSC (National Television System Committee) – американская система и применяется в США, Канаде, Японии и ряде других стран. В этой системе для передачи двух цветоразностных сигналов используется только одна поднесущая частота  $f_0 = 455 f_{СТР}/2$ , значение которой для стандарта М равно 3,579545 МГц. Для разделения этих сигналов в телевизоре на передающей стороне применяется квадратурная модуляция. В блок сложения поступают также яркостный сигнал  $E'_Y$ , сигналы синхронизации разверток, импульсы гашения, сигнал цветовой синхронизации, т.е. полный сигнал цветного телевидения.

В цветных телевизорах системы разделение полного сигнала цветности на два цветоразностных сигнала осуществляется синхронными детекторами. Чтобы избежать искажений цветового тона принимаемого изображения, фаза колебаний поднесущей на выходе синхронного детектора должна совпадать с фазой поднесущей в передатчике. Для этого передатчиком излучается сигнал цветовой синхронизации, который размещается на задней площадке гасящего строчного импульса, представляет собой 8–10 периодов цветовой поднесущей и называется сигналом *вспышки*.

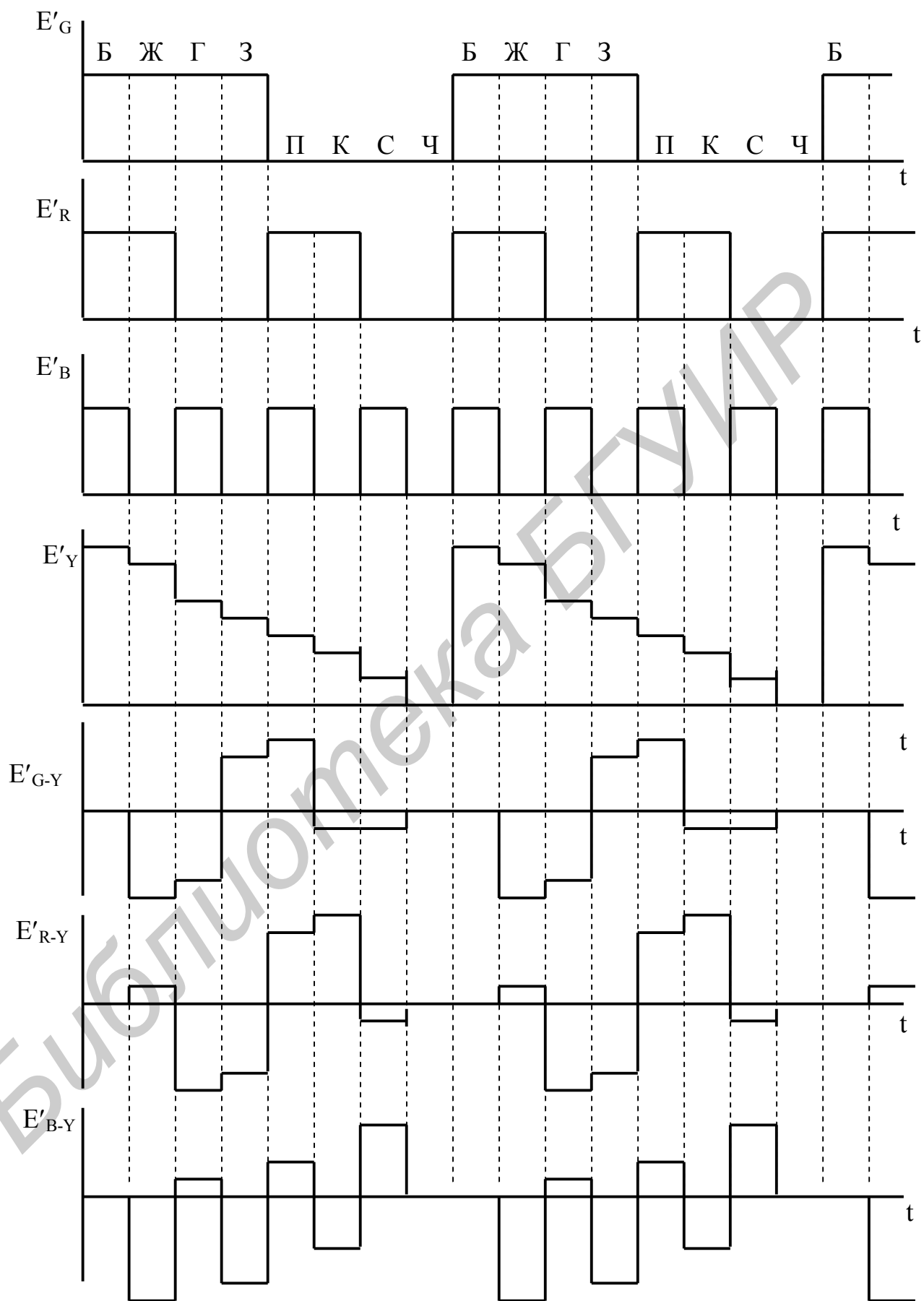


Рис. 7.11. Формирование сигнала яркости и сигналов цветности из испытательного сигнала цветных полос

Частота и фаза вспышки равны частоте и фазе поднесущей в передающем устройстве.

Недостаток системы NTSC – большая чувствительность к фазовым и амплитудно-частотным искажениям. Это значит, что наличие фазовых искажений в телевизионном тракте приводит к неправильной передаче цветового тона, а амплитудно-частотные искажения вызывают изменение насыщенности цвета.

Система NTSC обеспечивает высокое качество цветного изображения, но предъявляет весьма жесткие требования к характеристикам всего комплекса приемопередающей аппаратуры.

### 7.3.5. Система PAL

PAL (Phase Alternation Line) – западногерманская система, принята в Германии и других странах Западной Европы, кроме Франции. Она представляет собой усовершенствованную систему NTSC с квадратурной модуляцией поднесущей, в которой устранена чувствительность к фазовым искажениям за счет того, что фаза поднесущей цветоразностного сигнала  $E'_R - E'_Y$  меняется от строки к строке на  $180^\circ$ . Частота поднесущей зависит от принятого стандарта и составляет 3,5756 МГц для M-PAL, 3,582056 МГц для N-PAL и 4,4336 МГц для стандартов В, G, H, I.

В телевизоре осуществляется запоминание сигналов цветности с помощью задержки на время передачи одной строки (64 мкс), а затем оба сигнала складываются. При сложении двух напряжений фазовая ошибка устраняется.

### 7.3.6. Система SECAM

SECAM (Sequentiel Couleur a memoire) – советско-французская система, принята во многих странах, в том числе у нас и во Франции. Цветоразностные сигналы передаются в частотном спектре яркостного сигнала на цветовых поднесущих методом частотной модуляции.

Из соотношений

$$E'_{R-Y} = 0,70 E'_R - 0,59 E'_G - 0,11 E'_B,$$

$$E'_{B-Y} = 0,89 E'_B - 0,30 E'_R - 0,59 E'_G$$

видно, что  $-0,70 \leq E'_{R-Y} \leq 0,70$ ,  $-0,89 \leq E'_{B-Y} \leq 0,89$ , т.е. диапазоны изменения сигналов красного и синего цветов отличаются по величине. Если эти сигналы в таком виде подавать на генератор с частотной модуляцией, будут получаться сигналы с различной шириной спектра. Поэтому для модуляции поднесущей частоты используются несколько видоизмененные цветоразностные сигналы, которые формируются по формулам:

$$D'_R = -1,9(E'_R - E'_Y) = k_R E'_{R-Y} = -1,9 E'_{R-Y},$$

$$D'_B = 1,5(E'_B - E'_Y) = k_B E'_{B-Y} = 1,5 E'_{B-Y}.$$

Введением коэффициентов  $k_R = -1,9$  и  $k_B = 1,5$  можно выровнять диапазоны изменения сигналов, что оптимизирует работу частотного модулятора. Действительно, теперь сигналы  $D_R$  и  $D_B$  изменяются в одинаковых пределах от  $-1,3$  до  $1,3$ .

Отметим, что введение знака минус перед коэффициентом  $k_R$  связано с особенностями статистических характеристик цветных изображений, которые





трапецеидальной формы (рис. 7.12). В нечетном полукадре они занимают строки с 7-й по 15-ю, а в четном полукадре – с 320-й по 328-ю.

#### 7.4. Низкочастотная коррекция цветоразностных сигналов

Цветоразностные сигналы подвергаются низкочастотной коррекции (по видеочастоте) аналогично стандартным предискажениям при радиовещании. Низкочастотная коррекция заключается в подъеме верхних частот спектра видеосигнала и возможна благодаря тому, что их размах существенно меньше низкочастотных составляющих. В результате такая коррекция не вызывает перемодуляции, а только выравнивает величину девиации по спектру. Для получения неискаженного сигнала после демодуляции необходимо произвести обратную коррекцию – соответственно уменьшить амплитуду высокочастотных составляющих. Эти операции обеспечиваются включением перед частотным модулятором (кривая 1) и после частотного детектора в приемнике (кривая 2) фильтров с обратными характеристиками (рис.7.13). Модуль коэффициента передачи такой цепи в децибелах будет определяться соотношением

$$K_{НЧ} = 10 \lg \frac{1 + (f/f_1)^2}{1 + (f/3f_1)^2}, \text{ дБ.}$$

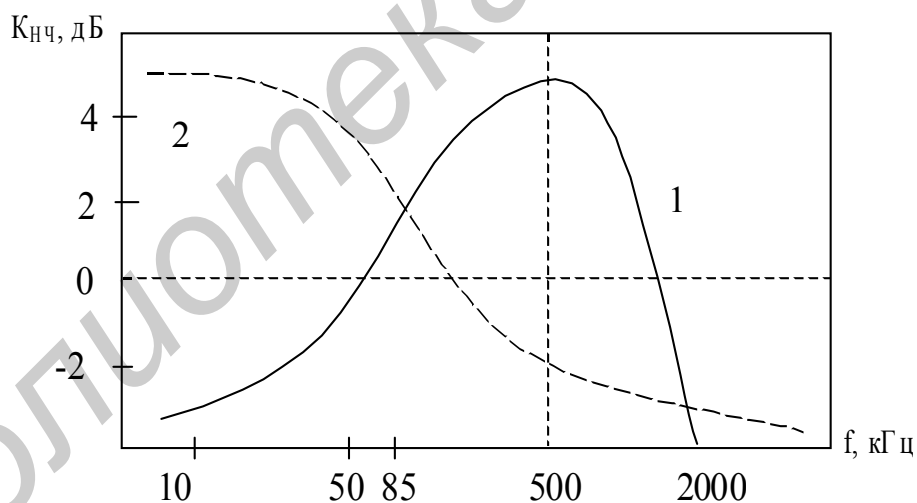


Рис. 7.13. Низкочастотная коррекция цветоразностных сигналов

Цветоразностные сигналы в системе SECAM ограничиваются по спектру фильтром низких частот с полосой пропускания 0...1,5 МГц, который обеспечивает параметры: затухание 3 дБ на частоте 1,3 МГц и 30 дБ на частоте 3 МГц.

## 7.5. Высокочастотная коррекция спектра ЧМ-сигнала

Целям повышения помехоустойчивости системы цветного телевидения и снижения заметности помехи от поднесущих на черно-белом изображении служит введение высокочастотных предискажений. При этом каждый частотно-модулированный сигнал цветности пропускается через фильтр с амплитудно-частотной характеристикой, показанной на рис.7.14. Модуль коэффициента передачи такой цепи, выраженный в децибелах, определяется формулой

$$K = 10 \lg \frac{1 + 2,56F^2}{1 + 1,59F^2}, \text{ дБ.}$$

Здесь  $F = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$ ;  $f_0 = 4,286$ , МГц;  $f$  – текущая частота.

$K_{нч}$ , дБ

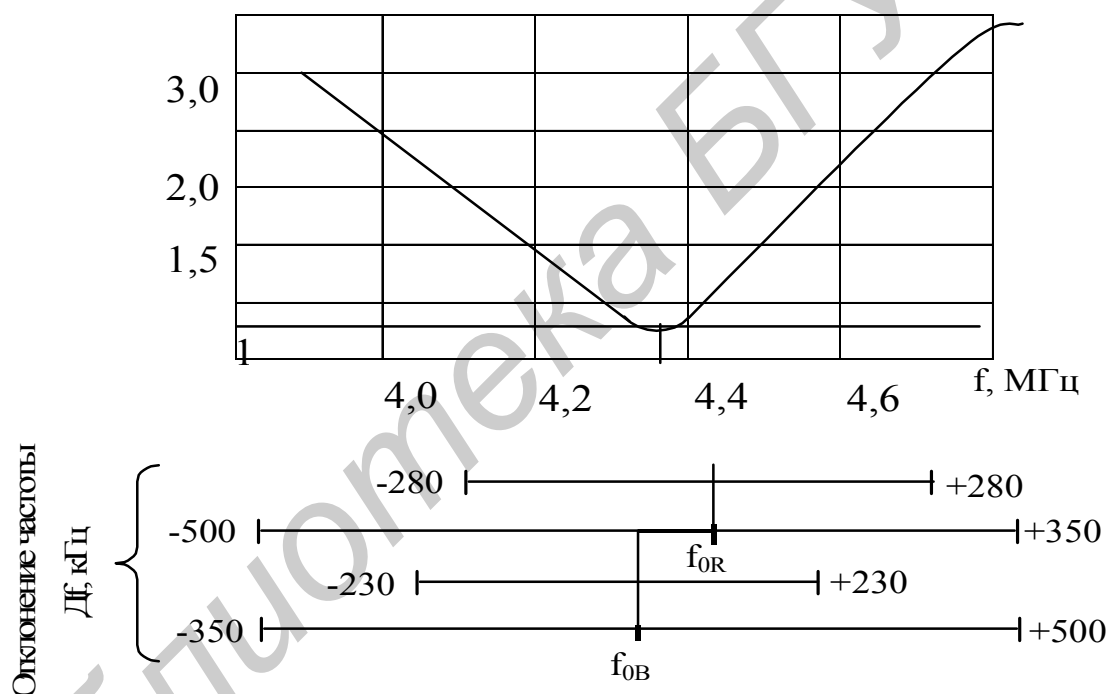


Рис. 7.14. Высокочастотная коррекция спектра ЧМ-сигнала с цветовыми поднесущими

Эта характеристика, имеющая форму перевернутого колокола, называется «антикlesh». Цепь антикlesh включается после частотного модулятора.

Для компенсации искажений, вызванных цепью антикlesh, в приемнике сигнал перед поступлением на дискриминатор проходит через соответствующую корректирующую цепь – klesh, имеющую характеристику, обратную цепи антикlesh.

Цепь klesh, действуя аналогично низкочастотной коррекции, ослабляет высокочастотные составляющие шума. Это ослабление составляет около 7 раз по мощности. На рис.7.14 изображены положения поднесущих цветоразност-

ных сигналов относительно характеристики антиклевша, а также пределы нормального и максимального отклонения частоты сигналов цветности.

### 7.6. Подавление амплитудной модуляции в канале цветности

В канале цветности приемника цветного изображения яркостный сигнал является помехой. Для подавления амплитудной модуляции в цепь яркостного сигнала включается полосовой фильтр, с выхода которого сигнал управляет соответствующим модулятором в канале цветности. Такое относительное увеличение амплитуды сигналов цветности по отношению к яркостному сигналу приводит к уменьшению мешающего действия последнего в канале цветности. В приемнике дополнительная амплитудная модуляция подавляется ограничителем частотно-модулированного сигнала.

### 7.7. Системы цветовой синхронизации

Для управления работой электронного коммутатора и выключения каналов цветности при отсутствии цветной передачи используется система цветовой синхронизации. В случае неверной работы коммутатора на входе дискриминатора канала красного появляется сигнал синего и, наоборот, на входе дискриминатора синего – сигнал красного. Это приводит к неправильному воспроизведению цвета на экране телевизора.

Необходимость выключения каналов цветности при отсутствии цветной передачи вызвана значительной зашумленностью черно-белого изображения цветными помехами, появление которых обусловлено проникновением в блок цветности высокочастотных составляющих яркостного сигнала.

Сигналы цветовой синхронизации представляют собой пакеты следующих через строку поднесущих с частотами  $f_{0R}$  и  $f_{0B}$ , модулированных по частоте специально сформированными трапецеидальными импульсами цветовой синхронизации  $d_R$  и  $d_B$ . Длительность каждого импульса равна длительности строки, а амплитуда устанавливается такой, чтобы в течение большей части строчного интервала (соответствующего действию вершины импульса) девиация поднесущей составляла 350 кГц. Поднесущая  $f_{0R}$  модулируется импульсами цветовой синхронизации положительной полярности, а  $f_{0B}$  – отрицательной полярности.

Таким образом, при передаче вершин импульсов  $d_R$  девиация поднесущей  $\Delta f_R = 350$  кГц, а при передаче вершин импульсов  $d_B$  девиация поднесущей  $\Delta f_B = -350$  кГц. В пределах длительности фронта и среза импульсов девиации поднесущих плавно изменяются от 0 до +350 кГц и -350 кГц соответственно. Спектр частот сигналов цветовой синхронизации занимает полосу 856 кГц от  $4,25 - 0,35 = 3,9$  МГц до  $4,406 + 0,35 = 4,756$  МГц. Усеченная форма частотно-модулированных сигналов цветовой синхронизации и различие их размахов в “красной” и “синей” строках обусловлены действием высокочастотных предскажений (размах сигналов на частотах, расположенных ближе к средней частоте настройки фильтра 4,286 МГц, ослабляется в большей степени, чем на частотах, отстоящих от нее дальше).

Амплитуда сигнала цветовой синхронизации для  $D'_R$  составляет 1,25 от максимального значения  $D'_R$ , а для  $D'_B$  – 1,52 от максимального значения  $D'_B$ . Сигнал цветовой поднесущей прерывается на время прохождения гасящих импульсов. Это вызывает в частотных дискриминаторах приемного устройства возникновение нестационарных процессов, которые прекращаются только после появления поднесущей, т.е. в начале строки. Поэтому левый край изображения оказывается искаженным. Для устранения этого явления сигнал поднесущей начинается несколько раньше начала видеосигнала строки, т.е. накладывается на часть задней площадки строчного гасящего импульса. В этом случае подавление нестационарных процессов, начинающееся с сигналом поднесущей, происходит до начала видеосигнала строки.

В системе SECAM цветоразностные сигналы передаются поочередно через строку. Чтобы получить в телевизоре сигнал  $E'_G - E'_Y$ , необходимо иметь оба цветоразностных сигнала  $E'_R - E'_Y$  и  $E'_B - E'_Y$  одновременно. Для этого в телевизорах используется линия задержки со временем задержки на одну строку (64 мкс).

Система SECAM в отличие от NTSC при фазовых искажениях в канале связи не приводит к искажению цветового тона изображения. Это получается благодаря применению частотной модуляции цветоразностных сигналов. Однако в системе SECAM снижена цветовая четкость по вертикали вследствие того, что цветоразностные сигналы передаются по очереди через строку. Это существенно не ухудшает качество цветного изображения, так как мелкие детали воспроизводятся яркостным сигналом.

### 7.8. Структурная схема передающей части системы SECAM

Структурная схема передающей части системы SECAM приведена на рис.7.15. Сигналы трех основных цветов проходят через гамма-корректор и поступают на кодирующую матрицу яркостного сигнала. Сигнал яркости подается на фазоинверсную схему, а затем на матрицу, формирующую цветоразностные сигналы. Цветоразностные сигналы поступают на смеситель, где к ним добавляются сигналы цветовой синхронизации. Далее формируются сигналы  $D'_R$ ,  $D'_B$ , которые проходят цепи низкочастотной коррекции и через электронный переключатель поступают на низкочастотный фильтр, который сужает пропускаемую полосу частот в несколько раз. Полоса пропускания фильтра нижних частот составляет примерно 1,4 МГц на уровне 3 дБ.

С фильтра нижних частот сигналы поступают на амплитудный ограничитель, а затем на частотный модулятор. Уменьшение помех от поднесущей на экране телевизора достигается за счет переключения фазы поднесущей на  $180^\circ$  (периодически через две строки и в каждом полукадре). Коммутация поднесущих производится быстродействующим коммутатором синхронно с цветоразностным коммутатором.

Промодулированная цветовая поднесущая поступает через цепь высокочастотной коррекции в блок сложения. Этот фильтр, настроенный на среднюю частоту канала цветности, ослабляет мешающее действие цветового сигнала на экране телевизора.

Путь яркостного сигнала короче. Поэтому он задерживается примерно на 0,4 мкс. Полученный в блоке сложения полный телевизионный сигнал поступает на модулятор телевизионного передатчика.

## 7.9. Структурные схемы телевизионных приемников

Телевизионные приемники могут быть выполнены по схеме прямого усиления и по супергетеродинной схеме.

Недостаток приемников прямого усиления («КВН-49», «Авангард», «Север», «Луч» и др.) – возможность самовозбуждения на высоких частотах. Поэтому при многопрограммном телевизионном вещании используют исключительно супергетеродинную схему.

Возможны два варианта построения структурной схемы супергетеродинного телевизионного приемника, отличающихся местом разделения сигналов изображения и звука. Если сигналы изображения и звука разделяются до детектора, то телевизор является приемником с *раздельными каналами изображения и звука*. Если сигналы изображения и звука разделяются после детектора, то телевизор является приемником с *общим каналом изображения и звука*. Очевидно, что последняя схема предпочтительнее схемы с раздельными каналами, поэтому она используется в современных телевизорах.

### 7.9.1. Структурная схема черно-белого телевизора

Структурная схема телевизионного приемника черно-белого изображения приведена на рис. 7.16. Общий канал усиления телевизора состоит из усилителя высокой частоты, преобразователя частоты, усилителя промежуточной частоты и детектора. Детектор осуществляет вторичное преобразование сигнала звука по частоте и детектирует амплитудно-модулированный сигнал изображения.

Сигнал звука с нагрузки детектора поступает в канал звука, состоящий из усилителя промежуточной частоты звука, ограничителя, частотного детектора и усилителя низкой частоты. Сигнал изображения после детектора усиливается и управляет яркостью луча. Одновременно полный телевизионный сигнал поступает на амплитудный селектор. Здесь происходит ограничение сигнала по уровню, благодаря чему от него отделяются синхронизирующие импульсы. Эти импульсы с помощью дифференцирующей и интегрирующей цепочек разделяются на строчные и кадровые. Строчные синхроимпульсы согласуют работу генератора строчной развертки, а кадровые согласуют работу генератора кадровой развертки с работой этих генераторов на телецентре. Генераторы разверток состоят из задающего импульсного генератора и из мощного оконечного каскада, нагрузкой которого служат соответствующие отклоняющие катушки. В результате работы генераторов развертки через отклоняющие катушки протекают пилообразные токи, которые обеспечивают перемещение электронного луча по экрану кинескопа.

Сигнал изображения, подведенный к катоду, модулирует этот луч по яркости, и на экране телевизора получается светящееся изображение.

### 7.9.2. Структурная схема цветного телевизора

Структурная схема цветного телевизора с трехцветным масочным кинескопом, показанная на рис.7.17, отличается от структурной схемы черно-белого телевизора наличием блока цветности.

Рассмотрим более подробно работу блока цветности, который служит для выделения из полного видеосигнала сигналов цветности и получения цветоразностных сигналов  $E'_{R-Y}$ ,  $E'_{B-Y}$  и  $E'_{G-Y}$ .

Полный видеосигнал содержит яркостный сигнал  $E_Y$ , цветоразностные сигналы  $E'_{R-Y}$  и  $E'_{B-Y}$  и импульсы синхронизации. Полный видеосигнал поступает в канал яркости и на полосовой усилитель. Яркостный сигнал ничем не отличается от обычного сигнала, формируемого на выходе видеоусилителя черно-белого телевизора, и выполняет те же задачи.

Но поскольку цветоразностным сигналам приходится преодолеть больший путь и они приходят на выходные каскады несколько позже, чем яркостный сигнал, то для одновременного прихода всех сигналов на кинескоп яркостный сигнал задерживается на 0,7 мкс. Эту роль выполняет линия задержки.

При отсутствии временной задержки яркостного сигнала последний поступает на вход кинескопа значительно раньше сигналов цветности. Это приводит к рассовмещению черно-белых границ с границами окрашенных деталей цветного изображения. В результате этого окраска изображения окажется по всему экрану сдвинутой вправо относительно черно-белых элементов. На экране кинескопа с диагональю экрана 59 см этот сдвиг оказывается равным 6...8 мм. Понятно, что такой сдвиг нельзя считать допустимым.

При приеме черно-белых программ блок цветности выключается.

В полосовом усилителе происходит отделение сигналов цветности от полного видеосигнала. Одновременно в полосовом усилителе корректируются частотные предыскажения цветовой поднесущей, внесенные на телецентре. Предыскажения заключаются в подъеме уровня высокочастотных компонентов сигналов цветности с целью улучшения помехоустойчивости системы.

Далее сигнал цветности с выхода полосового усилителя поступает на электронный коммутатор и на линию задержки на 64 мкс. С выхода линии задержки сигнал также подается на другой вход электронного коммутатора. В результате на входах коммутатора действуют одновременно два цветоразностных сигнала  $E'_{R-Y}$  и  $E'_{B-Y}$ . В электронном коммутаторе происходит перераспределение цветоразностных сигналов, из которых в дальнейшем получается третий цветоразностный сигнал  $E'_{G-Y}$ . Электронный коммутатор управляется прямоугольными импульсами, вырабатываемыми генератором коммутирующих импульсов. Фаза коммутирующих импульсов, обеспечивающая правильное восстановление сигналов на выходах коммутатора сигналов, определяется с помощью сигналов опознавания цвета.

На схему опознавания цвета поступают с выхода матрицы сигнал  $E'_{G-Y}$  и кадровый гасящий импульс, снимаемый с выходного каскада кадровой развертки.

В результате сравнения полярностей двух сигналов происходит отпирание генератора коммутирующих импульсов. Получаемые с генератора прямоугольные импульсы и управляют работой электронного коммутатора. Если положения переключателей электронного коммутатора не соответствуют приходящим сигналам, то схема опознавания цвета изменяет фазу коммутирующих импульсов. Кроме того, схема опознавания цвета служит для автоматического выключения канала цветности во время приема черно-белых передач.

За правильностью работы электронного коммутатора следят каскады цветовой синхронизации (опознавания цвета). Сигналы опознавания поступают с выхода канала  $G-Y$  на вход несимметричного триггера вместе со специально сформированными импульсами обратного хода кадровой частоты. Последние необходимы для управления несимметричным триггером при отсутствии сигналов опознавания (прием черно-белого изображения) и систематической проверки правильности коммутации цветоразностных сигналов (прием цветного изображения).

Под воздействием кадровых импульсов каскады цветовой синхронизации вырабатывают сигналы, которые закрывают канал цветности на время прямого хода кадровой развертки и открывают его на время обратного хода. При приеме цветного изображения и правильной фазе коммутации сигналы опознавания нейтрализуют действие кадрового импульса и каскады цветовой синхронизации не оказывают влияния на прохождение сигналов через канал цветности.

Нарушение правильности переключений в коммутаторе приводит к изменению полярности сигнала опознавания. В этом случае каскад цветовой синхронизации вырабатывает импульсы коррекции электронного коммутатора, которые поступают на симметричный триггер, управляющий работой электронного коммутатора.

С выходов электронного коммутатора цветоразностные сигналы поступают на усилители-ограничители, которые устраняют паразитную амплитудную модуляцию. Затем эти сигналы подаются на частотные детекторы.

Схемы частотных детекторов одинаковы и настроены одна на поднесущую частоту 4,406 МГц для цветоразностного сигнала  $E'_{R-Y}$ , вторая – на частоту 4,25 МГц для сигнала  $E'_{B-Y}$ . Наклоны амплитудно-частотных характеристик частотных детекторов имеют противоположные знаки. Это сделано для того, чтобы поменять полярность сигнала  $E'_{Y-R}$  и придать ему первоначальный вид  $E'_{R-Y}$ . С выходов частотных детекторов цветоразностные сигналы  $E'_{R-Y}$  и  $E'_{B-Y}$  поступают на соответствующие усилители видеосигналов, в которых осуществляются дальнейшее усиление и коррекция предискажений высокочастотных составляющих. Затем цветоразностные сигналы поступают в матрицу, где формируется недостающий цветоразностный сигнал зеленого цвета  $E'_{G-Y}$ . С выхода матрицы этот сигнал подается на свой усилитель видеосигналов.

После усиления цветоразностные сигналы  $E'_{R-Y}$ ,  $E'_{B-Y}$  и  $E'_{G-Y}$  подаются на модулирующие электроды электронных пушек цветного кинескопа, где смешиваются с яркостным сигналом  $E_Y$ , подаваемым на катоды пушек. В ре-

зультате работы кинескопа в каждой электронной пушке происходит превращение цветоразностных сигналов в цветовые.

При приеме черно-белых изображений каналы  $E'_{R-Y}$ ,  $E'_{B-Y}$  и  $E'_{G-Y}$  заперты. На кинескоп подается только яркостный сигнал, который в равной степени управляет тремя электронными пушками. Это приводит к одинаковой яркости свечения всех трех цветных точек триад, и за счет пространственного смещения цветов получается черно-белое изображение.

### **7.10. МАС – новый стандарт европейского телевизионного вещания**

В системе МАС аналоговые сигналы яркости и цветности сжимаются во времени и передаются поочередно методом временного уплотнения. Сжатие аналогового сигнала осуществляется стробированием сигнала с тактовой частотой, преобразованием отсчетов в цифровую форму, накоплением их в буферной памяти, ускоренным считыванием с новой, более высокой тактовой частотой и обратным преобразованием в аналоговую форму.

Сигналы звукового сопровождения, данных, синхронизации передаются в системе МАС в цифровой форме. Вид кодирования цифрового сигнала определяется требованиями по числу звуковых каналов, их качественным показателям и суммарной пропускной способностью телевизионного канала.

Сформированные цифровые сигналы, импульсы синхронизации, коррекции ошибок и другие дискретные сигналы сводятся в общий цифровой поток.

Возможны три способа передачи цифрового потока совместно с сигналом изображения:

- с разделением по частоте – система А;
- с разделением по времени на видеочастоте – система В;
- с разделением по времени на несущей частоте – система С.

### **7.11. Цифровое телевидение**

Дальнейшее развитие и совершенствование технологий телевизионного вещания сопровождается увеличением числа преобразований, которые претерпевает сигнал изображения на пути от преобразователя свет – сигнал к приемнику. Имеются в виду всевозможные коррекции, микширование, перезапись при компоновке программ, преобразование стандартов, многократная ретрансляция и тому подобные преобразования сигналов. Каждое преобразование аналогового сигнала вносит свои необратимые изменения, заметно ухудшающие качество изображения. Единственная возможность противостоять этому – перейти к цифровой форме представления изображений.

Однако есть два обстоятельства, которые затрудняют реализацию этой возможности: это высокие требования к быстродействию устройств цифрового телевидения и большие цифровые потоки.

Оценим цифровой поток для передачи программ телевизионного вещания. Для оценки верхней частоты цифрового сигнала рассматривают независимо частоту отсчетов и число уровней квантования каждого отсчета. Так поступают, когда в телевидении используют систему импульсно-кодовой модуляции



(ИКМ). Если выбрать частоту отсчетов, равную удвоенной ширине полосы частот исходного сигнала, т.е. 12 МГц для передачи сигналов яркости, а для передачи цветоразностных сигналов – частоту 3 МГц, то для обеспечения высокого качества изображения можно установить число уровней квантования, равное 128 (т.е. 7 бит/элемент). Тогда общий цифровой поток составит 126 Мбит/с. При упаковке информации в одну кодовую последовательность двоичных цифр требуемая полоса частот увеличивается на порядок по сравнению с существующей в аналоговых системах телевидения.

Реальный эффект достигается при сокращении цифрового потока до значения около 34 Мбит/с. Тогда можно использовать для передачи телевизионных программ третичные магистрали ЕАСС, стандартная пропускная способность которых составляет 34,668 Мбит/с. Решить эту задачу удастся путем сокращения статистической и психофизиологической избыточности передаваемых программ.

### 7.12. Спутниковое телевидение

Базовая спутниковая система связи состоит из двух наземных станций: передатчика и приемника, вместе со спутником, находящимся в космосе. Спутник, называемый ретранслятором, действует как преобразователь частоты, принимая сигналы от передающей станции на одной частоте и передавая их обратно на наземную принимающую станцию на другой, более низкой частоте. Для обоих компонентов телевизионного сигнала (изображения и звука) используется частотная модуляция. В настоящее время вещательные компании обеспечивают полосы шириной 5,0; 5,5 или 6,0 МГц. В спутниковом вещании используется до шести поднесущих звуковых частот. При этом каждому звуковому каналу отводится звуковая полоса 15 кГц и полоса поднесущей составляет величину порядка 200 кГц. Для спутникового вещания используется полоса частот от 27 до 36 МГц.

Дадим краткую характеристику практического спутникового телевизионного канала.

Антенна спутника принимает ЧМ-сигнал в диапазоне 14,25 ... 17,45 ГГц, преобразует его в сигнал меньшей частоты (10,7 ... 11,7 или 11,2 ... 11,45 ГГц) и посылает на Землю. Этот сигнал принимается на домашнюю спутниковую антенну типа параболического зеркала и поступает на малошумящий блок (МШБ), размещенный в самой приемной антенне. Основное назначение МШБ-преобразование сигнала СВЧ в более удобный для управления частотный диапазон, называемый диапазоном первой промежуточной частоты, составляющей 950...2150 МГц. После усиления преобразованный сигнал посылается по малошумящему коаксиальному кабелю в спутниковый приемник, который выбирает канал, демодулирует ЧМ-сигнал и воспроизводит исходный видеосигнал. Если применено кодирование видеосигнала, то его можно устранить, используя декодер.

Требования к инверсии спектра: спектр в основной полосе частот при прохождении спутникового высокочастотного тракта не должен инвертиро-

ваться по отношению к выходному спектру модулятора земной передающей станции.

### **7.13. Новые направления телевизионного вещания**

Мы находимся в преддверии перехода к телевидению высокой четкости High Definition TV (HDTV). Этот переход достигается:

- посредством новых телевизионных стандартов, число строк в которых почти вдвое превышает количество строк существующих стандартов. Формат кадров 5:3 или 16:9;

- созданием новых методов обработки цифровой информации;
- появлением новых индикаторов отображения информации.

Телевизионным сигналам присуща избыточность. Нет нужды передавать неизменяющееся изображение, одинаковое для ряда кадров. Метод кодирования, использующий эту избыточность, называется методом кодирования с условным обновлением информации. В этом методе первый кадр изображения кодируется специальным кодером, запоминается в нем и поступает на передатчик в качестве эталонного. Последующий кадр, попадая в кодер, сравнивается с эталонным. Если разность элементов превышает заданное пороговое число, старые элементы в эталонном кадре передатчика заменяются новыми. Новый кадр передается с адресом кадра для замены старого кадра в приемнике.

В настоящее время разработано значительное количество методов сжатия изображения:

- кодирование с условным обновлением информации;
- кодирование с обнаружением движения и коррекцией;
- кодирование с преобразованием и предсказанием и ряд других.

Разработка стандартов кодирования с компрессией в рамках международной стандартизации была поручена Рабочей группе ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 (Moving Pictures Expert Group = MPEG). Первый стандарт, названный MPEG-1, был опубликован в 1993 г. Он устанавливал основные положения по кодированию подвижных изображений с компрессией скорости передачи до 1,15 Мбит/с при использовании цифровой памяти.

В 1994 г. был подготовлен стандарт «Информационная технология. Общее кодирование подвижных изображений и сопутствующего звука», названный MPEG-2.

В настоящее время группа разрабатывает «Аудиовизуальное кодирование с очень низкой скоростью передачи» – так называемый стандарт MPEG-4.

## **8. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СЕТЕЙ СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ**

Сотовые технологии обеспечивают связь между подвижными абонентами и стационарными серверами по радиоканалу. Поэтому сотовую связь называют также мобильной связью. Основой развития мобильных сетей являются сотовые топологии.

К настоящему времени разработаны три основных стандарта перспективных сетей сотовой подвижной связи с макросотовой топологией сетей и радиусом соты, соответствующим максимальной дальности связи в радиальных системах ( $\approx 35$  км):

- общеевропейский стандарт GSM (Global System for Mobile communication);
- американский стандарт ADC(D-AMPS) (Advanced Digital Communication);
- японский стандарт JDC (Japan Digital Communication).

Хотя стандарты отличаются своими характеристиками, они построены на единых принципах, использованных в GSM, и отвечают требованиям современных информационных технологий.

### **8.1. Структурная схема сети мобильной связи**

Первая коммерческая сеть GSM была развернута в Германии в 1992 г.

Стандарт GSM-900 состоит из более чем 100 книг-спецификаций с техническими условиями общим объемом более 5000 страниц, объединенных в 12 серий, от 2 до 30 книг в каждой серии. Ядро стандарта GSM-1800 составляют спецификации GSM. К ним добавлено 14 дополнительных спецификаций, определяющих отличия GSM-1800. В Республике Беларусь налаживается работа систем подвижной связи стандартов GSM-900 и GSM-1800.

Рассмотрим функциональное построение системы GSM, показанное на рис. 8.1. В схему входят центр коммутации подвижной связи MSC (Mobile Switching Centre), оборудование базовой станции BSS (Base Station System), центр управления и обслуживания OMC (Operation and Maintenance Centre) и подвижные станции MS (Mobile Stations). Функциональное сопряжение элементов системы осуществляется рядом интерфейсов. Все сетевые функциональные компоненты в GSM взаимодействуют в соответствии с системой сигнализации МККТТ N 7, представляющей собой совокупность сигналов, передаваемых между элементами сети для обеспечения установления и разъединения при обслуживании вызовов, а также для передачи различной служебной информации.

MSC обслуживает группу сот и обеспечивает все виды соединений, необходимых для работы подвижной станции, а также маршрутизацию вызовов и функции управления вызовами. На MSC возложены функции коммутации радиоканалов при перемещении подвижной станции из одной зоны в другую и при появлении помех или возникновении неисправностей системы. MSC осуществляет постоянное слежение за подвижными станциями, используя регистры положения HLR (Home Location Register) и перемещения VLR (Visitor Location Register). В HLR хранится та часть информации о местоположении какой-либо подвижной станции, которая позволяет MSC доставить вызов станции. Регистр HLR содержит международный идентификационный номер подвижного абонента. Его используют для опознавания подвижной станции в центре аутентификации AUC (Authentication Centre).

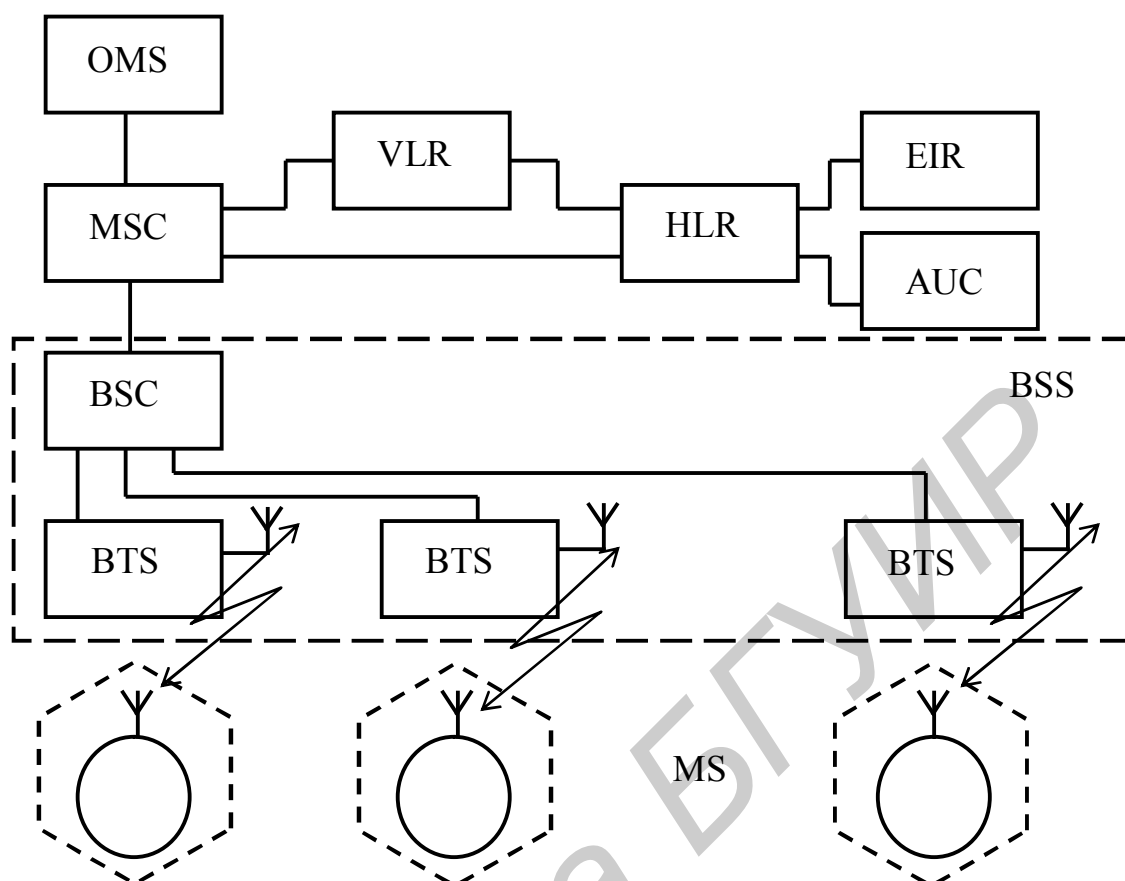


Рис. 8.1. Структурная схема цифровой мобильной связи

Регистр перемещения VLR осуществляет контроль за передвижением подвижной станции из одной зоны в другую. Он обеспечивает функционирование подвижной станции за пределами зоны, контролируемой HLR. Когда в процессе перемещения подвижная станция переходит из зоны действия одного контроллера базовой станции BSC (Base Station Controller) в зону действия другого контроллера BSC, ее регистрирует новый контроллер и в VLR заносится информация о номере области связи, которая обеспечивает доставку вызовов подвижной станции. Для сохранности данных, находящихся в HLR и VLR, в случае сбоя предусмотрена защита устройств памяти этих регистров. AUC определяет ключи шифрования абонентских станций на основе базы данных, сосредоточенных в регистре идентификации оборудования EIR (Equipment Identification Register).

Каждый подвижный абонент на время пользования сетью получает стандартный модуль подлинности абонента SIM (Standard Identification Module), который содержит: международный идентификационный номер IMSI (International Mobile Station Identifier), свой индивидуальный ключ аутентификации K<sub>1</sub> (Individual Subscriber Authentication Key), алгоритм аутентификации A3 (Authentication Algorithm). С помощью SIM (Standard Identification Module) пользователь получает доступ к ресурсам сети.

Оборудование базовой станции состоит из контроллера базовой станции, который может управлять несколькими приемопередающими блоками. Он управляет распределением радиоканалов, контролирует соединения, регулирует

их очередность, обеспечивает режим работы, кодирование и декодирование сообщений, адаптацию скорости передачи и т.д.

В рамках GSM принято пять классов подвижных станций, отличающихся по мощности от 20 (1-й класс) до 0,8 Вт (5-й класс).

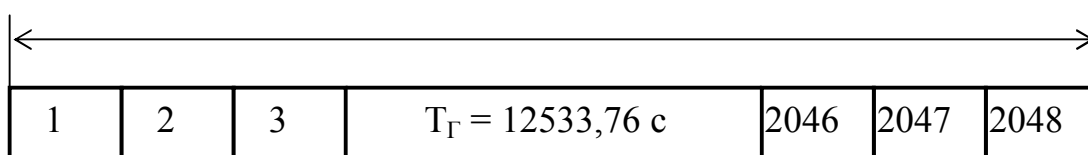
## 8.2. Формирование сигналов в стандарте GSM

Все абоненты системы GSM работают в одном и том же диапазоне частот: 935...965 МГц для передачи информации базовым станциям (линия «вниз») и 890...915 МГц для передачи информации подвижным станциям (линия «вверх»), но при этом каждый имеет ограниченное время доступа. Каждая из этих полос разделена на 124 частотных канала, которые с разносом 200 кГц распределены в соответствии с размещением сот. Частоты, выделенные для передачи от подвижной станции на базовую и в обратном направлении, группируются парами, организуя дуплексный режим работы с разносом 45 МГц. Эти пары частот сохраняются и при перескоках частоты. Каждая ячейка (сота) характеризуется присвоением определенного количества пар частот от 1 до 15 (не более).

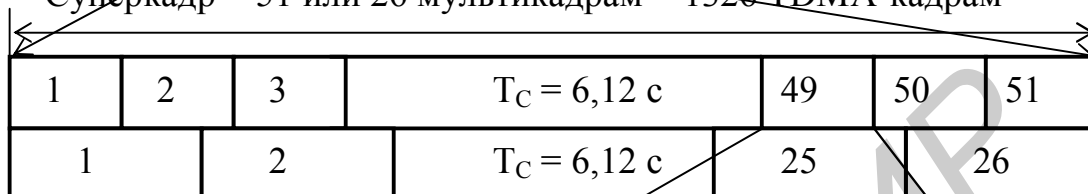
Таким образом, каждому абоненту выделен временной промежуток (кадр), в котором ему разрешено «вещание». Когда один абонент завершает свое вещание, разрешение передается другому, затем третьему и т.д. После того как обслужены все абоненты, процесс начинается сначала. Поэтому активность абонента носит пульсирующий характер. Чем больше абонентов, тем реже каждому из них предоставляется возможность передать свои данные и тем меньше данных он может передать.

В результате анализа различных вариантов построения цифровых сетей связи в GSM принята комбинация методов множественного доступа с временным разделением каналов (TDMA – Time Division Multiple Access) и частотным разделением каналов (FDMA). Структура временных кадров GSM показана на рис. 8.2.

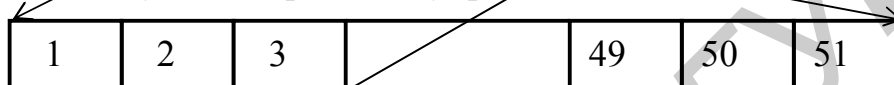
Гиперкадр = 2048 суперкадрам = 2715648 TDMD-кадрам



Суперкадр = 51 или 26 мультикадрам = 1326 TDMA-кадрам



Мультикадр канала управления = 26 TDMA-



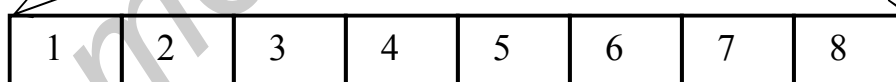
Мультикадр канала трафика = 51 TDMA-кадрам



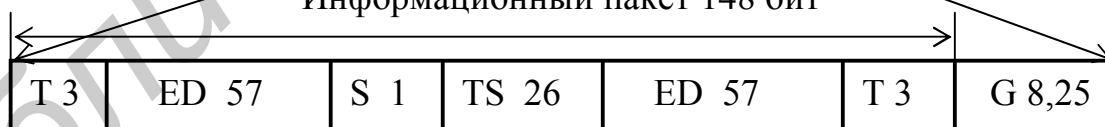
Кадр канала управления = 8 слотов по 4,615 мкс



Кадр канала трафика = 8 слотов по 4,615 мкс



Информационный пакет 148 бит



ED (Encrypted Data) – закодированная информация; TS (Training Sequence) – обучающая последовательность; T (Tail bits) – защитный бланк – хвостовые биты; S (Stealing flag) – скрытый флажок – признак речь/управление; G (Guard period) – защитный интервал

Длина периода последовательности в этой структуре, которая называется гиперкадром, равна  $T_{Г} = 3 \text{ ч } 28 \text{ мин } 53 \text{ с } 760 \text{ мс} = 12533,76 \text{ с}$ .

Гиперкадр делится на 2048 суперкадров, каждый из которых имеет длительность  $T_{С} = 12533,76/2048 = 6,12 \text{ с}$ .

Суперкадр состоит из мультикадров. Для организации различных каналов связи и управления в стандарте GSM используют два типа мультикадров:

- 26-позиционные TDMA-мультикадры длительностью 235 мс;

- 51-позиционные TDMA-мультикадры длительностью 120 мс.

Таким образом, в суперкадре может быть либо 51 мультикадр первого типа длительностью  $T_M = 6120/51 = 120$  мс, либо 26 мультикадров 2-го типа длительностью  $T_M = 6120/26 = 235,345$  мс.

При полноскоростном кодировании каждый слот кадра соответствует своему каналу речи. При полускоростном кодировании слоты, соответствующие одному и тому же каналу, передаются через кадр. Варианты структуры слотов каналов управления системы GSM показаны на рис.8.3.

Пакет коррекции частоты	T3	Фиксирован. набор бит			T3	G 8,25
Пакет синхронизации	T3	ED 39	ETS 64	ED 39	T3	G 8,25
Холостой пакет	T3	Битовая смесь (шум)			T3	G 8,25
Пакет доступа	ET 8	TS 41	ED 36	T3	G 68,25	

Рис. 8.3. Варианты слотов канала управления системы GSM:

ETS (Extended Training Sequence) – расширенная обучающая последовательность, ET(Extended Tail) – расширенный защитный бланк

Из верхней части рис. 8.2 следует, что информационные кадры объединяются в мультикадры. 26 кадров канала трафика образуют мультикадр канала трафика длительностью 120 мс.

При этом в 24 кадрах передается информация речи – кадры 1-12 и 14-25, в кадре 13 передается информация медленного присоединенного канала управления (канала SACCH), а кадр 26 остается пустым (он зарезервирован для передачи второго сегмента информации канала SACCH при полускоростном кодировании). Мультикадр канала управления имеет длительность 235 мс и состоит из 51 кадра канала управления.

Мультикадры объединяются в суперкадры, один суперкадр состоит из 51 мультикадра канала трафика или 26 мультикадров канала управления. Длительность суперкадра в обоих случаях составляет 6,12 с и содержит 1326 кадров.

Наконец, 2048 суперкадров образуют один гиперкадр (криптографический гиперкадр), имеющий длительность 3 ч 28 мин 53,76 с (12533,76 с) или 2715648 кадров. Номер кадра в пределах гиперкадра используется в процессе шифрования передаваемой информации.

Мультикадр GSM продолжительностью 120 мс разделен на 26 или 51 TDMA-кадров (фреймов), каждый из которых состоит из 8 выделенных вре-

менных интервалов – слотов. В мультикадре 24 фрейма содержат пользовательскую информацию, перемещающуюся по логическим каналам передачи сообщений. Оставшиеся два фрейма, в середине и в конце мультикадра, система использует для передачи управляющей информации по так называемым ассоциированным управляющим каналам.

В ходе каждого звонка система выделяет один из этих каналов, обеспечивающий для системы возможность передачи сигнальной информации вне пределов основной полосы передачи информации – возможность, которая не существовала в системах связи первого поколения.

Два пакета по 57 бит данных каждого временного слота предназначены для передачи пользовательской информации, а один разделительный бит в каждом пакете является флагом, для того чтобы отделить передачу речи от других передач.

В состав слота включены также 26 бит эквалайзерной (синхронизирующей) последовательности. Слот начинается и заканчивается концевиком, состоящим из 3 бит логических нулей. Межслотовые интервалы, состоящие из 8,25 бит, предохраняют от перекрытия на базовой станции сигналов, поступающих с разных мобильных телефонов. При передаче 156,25 бит за 577 мкс скорость передачи равна 270,833 Кбит/с, битовый интервал составляет 3,69 мкс.

Систему GSM создавали исходя из предположения, что приемники обеспечивают точный прием, если множественные пути сигналов имеют разницу в задержке до 16 мкс, что составляет больше 4 битовых интервалов.

В GSM используется гауссовская частотная модуляция с минимальным сдвигом и индексом модуляции 0,3, при которой применяемая частота среза равна 3 дБ при частоте 81,25 кГц (0,3 битовой скорости).

Эффективность модуляции сигналов при скорости передачи 271 Кбит/с при разделении каналов в 200 кГц равна 1,35 бит/с/Гц.

При кодировании скорость источника сигнала составляет 13 Кбит/с, а скорость передачи, включая распознавание ошибок и корректирующие коды, – 22,8 Кбит/с.

В стандарте GSM используется комбинированная TDMA/FDMA-схема организации каналов и принцип медленных скачков по частоте при передаче сообщений во временных кадрах.

Принятие структуры TDMA-кадров и принцип формирования сигналов в стандарте GSM в совокупности с методами канального кодирования позволили снизить требуемое для приема отношение сигнал/помеха до 9 дБ, тогда как в стандартах аналоговых сотовых сетей связи оно составляет 18 дБ.

### **8.3. Организация физических и логических каналов в GSM**

Физические каналы в GSM – это комбинация временного и частотно-го разделения сигналов, определяемая как последовательность радиочастотных каналов (с возможностью перескока по частотам) и временных окон TDMA-кадра.



Каждая частотная несущая содержит восемь физических каналов, размещенных в восьми временных интервалах (слотах) в пределах TDMA-кадра. Каждый физический канал использует один и тот же слот в каждом временном TDMA-кадре.

Для формирования физического канала сообщения и данные, представленные в цифровой форме, группируются и объединяются в логические каналы двух типов:

каналы для передачи кодированной речи и данных (ТСН);

каналы управления для передачи сигналов управления и синхронизации.

Различают четыре типа каналов управления:

BCCH (Broadcast Control Channels) – каналы передачи сигналов управления,

CCCH (Common Control Channels) – общие каналы управления,

DCCH (Stand-alone Dedicated Control Channels) – индивидуальные каналы управления,

ACCH (Associated Control Channels) – совмещенные каналы управления.

Каналы передачи сигналов управления (BCCH) используются только в направлении с базовой станции на все подвижные станции. Они несут информацию, необходимую подвижным станциям для работы в системе. Различают три вида каналов передачи сигналов управления:

FCCH (Frequency Correction Channel) – канал подстройки частоты, используемый для синхронизации несущей в подвижной станции;

SCH (Synchronization Channel) – канал синхронизации, по которому передают информацию на подвижную станцию с кадровой (временной синхронизацией);

BCCH (Broadcast Control Channel) – канал управления передачей, обеспечивающей передачу основных команд по управлению передачей (номер общих каналов управления тех из них, которые объединены с другими каналами, в том числе и с физическими и т.д.).

Отображение логических каналов на физические каналы осуществляется через процессы кодирования и шифрования передаваемых сообщений. Для защиты логических каналов от ошибок, имеющих место в процессе передачи, используют три вида кодирования:

блочное – для быстрого обнаружения ошибок при приеме;

сверточное – для исправления одиночных ошибок;

перемежение – для преобразования пакетов ошибок в одиночные.

Для защиты каналов от подслушивания в каналах связи и управления применяют шифрование.

#### **8.4. Безопасность в мобильных сетях**

Алгоритмы шифрования делятся на два класса: классические (используется один ключ для шифрования и дешифрования) и открытые (используется два ключа: один для шифрования и другой для дешифрования).

В стандарте GSM определены следующие механизмы безопасности:

- аутентификация;
- секретность передачи данных;
- секретность абонента;
- секретность направлений соединения абонентов.

Защита сигналов управления и данных пользователя осуществляется по радиоканалу.

#### 8.4.1. Механизм аутентификации

Для исключения несанкционированного использования ресурсов системы связи определены механизмы аутентификации – удостоверение подлинности абонента. Каждый подвижный объект на время пользования системой получает стандартный модуль подлинности абонента SIM (Standard Identification Module), который содержит: международный идентификационный номер подвижного абонента (IMSI), свой индивидуальный ключ аутентификации ( $K_i$ ), алгоритм идентификации (A3).

С помощью заложенной в SIM информации в результате взаимного обмена данными между подвижной станцией и сетью осуществляется полный цикл аутентификации и разрешение проблемы доступа к сети.

Процедура проверки сетью подлинности абонента работает следующим образом. Сеть передает случайный номер (RAND) на подвижную станцию. На ней с помощью ключа  $K_i$  и алгоритма аутентификации A3 определяется значение отклика SRES (Signed REsponse), т.е.  $SRES = K_i(RAND)$ . Подвижная станция посылает вычисленное значение SRES в сеть, которая это значение сверяет со значением, принятым SRES. Если оба значения совпадают, подвижная станция приступает к передаче сообщений. В противном случае связь прерывается и индикатор подвижной станции показывает, что опознавание не состоялось. Для обеспечения секретности вычисление SRES происходит в рамках SIM.

#### 8.4.2. Секретность передачи данных

Для обеспечения секретности передачи по радиоканалу информации вводится следующий механизм защиты. Все конфиденциальные сообщения можно передавать в рамках защиты информации. Алгоритм формирования ключей информации (A8) хранится в модуле SIM. После приема следующего номера RAND подвижная станция вычисляет, кроме отклика SRES, также и ключ шифрования ( $K_c$ ), используя RAND,  $K_i$  и алгоритм A8:

$$K_c = K_i(RAND).$$

Ключ  $K_c$  не передается по радиоканалу. Как подвижная станция, так и сеть вычисляют ключ шифрования, который используют другие подвижные абоненты. По причине секретности вычисление  $K_c$  происходит в SIM.

### 8.5. Беспроводные системы третьего поколения

В 90-х годах XX века акценты в сфере мобильной связи сместились в сторону цифровых технологий, что позволило значительно повысить пропускную способность систем беспроводной связи. Речевой сигнал переводится в цифровую форму и передается в течение определенного интервала времени по

каналу связи. Этот процесс позволяет множественным абонентам одновременно пользоваться одним и тем же каналом связи, который в аналоговой системе связи использовался бы только одним из них. В настоящее время в сотовой связи применяются такие технологии, как TDMA, FDMA, CDMA. Сервисы включают передачу речи, а также комбинацию передачи данных по коммутируемым каналам и некоторых пакетно-коммутируемых данных.

В XXI веке мы движемся в направлении третьего поколения (3G, 3 Generation) беспроводных систем связи, а именно сетей стандарта IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000), предложенного Международным союзом телекоммуникаций (ITU). Эфирный интерфейс будет представлен широкополосным вариантом CDMA-технологии. 3G-системы будут представлять мультимедийные сервисы. Скорость передачи данных составит 2 Мбит/с. Услуги связи по всему миру будут одинаковыми. Станет необходимым введение единого стандарта.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

В настоящем учебном пособии автор стремился объяснить большое число вопросов, относящихся к современной радиоэлектронике, подготовить будущих специалистов к чтению принципиальных схем передающих и приемных устройств различного назначения. Именно с этой точки зрения отбирался и материал, связанный с работой телевизионных систем.

Основу рассмотренных практических вопросов составляет, несомненно, теория сигналов и их обработки. Этот материал нельзя хорошо изучить без решения практических задач по спектральному и корреляционному анализу детерминированных и случайных сигналов и условий их прохождения через различные радиоэлектронные цепи. Именно эти задачи важны как для специалистов микроэлектронной техники, так и для будущих разработчиков конструкций этих устройств. В практике обучения специалистов данных направлений на первом плане должна быть их радиотехническая подготовка.

Важно отметить, что без применения ЭВМ решение указанных задач по спектральному и корреляционному анализу сигналов в настоящее время представляется бесперспективным. В то же время есть немало универсальных математических пакетов для персональных ЭВМ, с помощью которых эти задачи решаются легко и просто. Естественным дополнением к настоящему пособию служит учебное пособие [12], в котором содержатся темы практических занятий и кратко описана методика их решения с помощью компьютера с установленным в нем пакетом Mathcad 2000 Professional. В этом пособии на достаточно высоком уровне изложены вопросы анализа прохождения сигналов через линейные цепи спектральным методом. Читателю рекомендуется рассмотреть в среде пакета Mathcad этот материал, используя и другие методы: операционного исчисления, интеграла Дюамеля, а также классический способ.

Анализ устройств во многих случаях сводится к решению дифференциальных уравнений. Методы их решения широко представлены в математическом пакете Mathcad. Этот пакет включает также большое число операторов, встроенных функций и алгоритмов решения разнообразных задач, которые легко применять к конкретным вопросам анализа радиоэлектронных устройств.

Mathcad обладает повышенной точностью расчетов при высоком быстродействии, имеет весьма дружелюбный интерфейс и сравнительно небольшой объем, что позволяет использовать его даже на не очень мощных машинах.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ушаков В.Н. Основы радиоэлектроники и радиотехнические устройства. – М.: Высш.шк., 1976.
2. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1985. – 488 с.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш.шк., 1983. – 603 с.
4. Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н. Теоретические основы радиотехники. – М.: Высш. шк., 2002. – 306 с.
5. Каганов В.И. Радиотехника + компьютер + Mathcad. – М.: Горячая линия – телеком, 2001, – 416 с.
6. Нефедов В.И. Основы радиоэлектроники и связи. – М.: Высш. шк., 2002. – 510 с.
7. Блиндер Е.М., Фурман С.Л. Телевидение. – М.: Радио и связь, 1984. – 270 с.
8. Бродский М.А. Телевизоры цветного изображения. Справ. пособие /Под ред. В.И. Кириллова. – Мн.: Выш. шк. 1988. – 304 с.
9. Программа, методические указания и контрольные задания по курсу «Основы радиоэлектроники» для студ. спец. 41 01 02 «Микроэлектроника» заочной формы обуч./ Сост. В.Т. Першин. – Мн.: БГУИР, 2002. – 34 с.
10. Першин В.Т. Методическое пособие по расчету сложных цепей на ПЭВМ с использованием пакета Mathcad PLUS 6 для студ. спец. Э.01.03.00. «Экономика и управление на предприятии». – Мн.: БГУИР, 1999.
11. Першин В.Т. Методическое пособие по выполнению контрольного задания по курсу «Основы радиоэлектроники и схемотехники» для студентов специальности Э.01.03.00. «Экономика и управление на предприятии» заочной формы обучения. – Мн.: БГУИР, 2001. – 52 с.: ил.
12. Першин В.Т. Основы радиоэлектроники и схемотехники: Учеб. пособие для студ. спец. 41 01 02 «Микроэлектроника», 39 02 02 «Проектирование и производство радиоэлектронных средств» и 41 01 01 «Экономика и управление на предприятии» всех форм обуч. – Мн.: БГУИР, 2003. – 94 с.

13. Першин В.Т. Основы радиоэлектроники и схемотехники: Учеб. пособие по курсовому проектированию для студ. спец. 27 01 01 «Экономика и организация производства» всех форм обуч. / В.Т. Першин. – Мн.: БГУИР, 2004. – 116 с.: ил.

14. Ратынский М.В. Основы сотовой связи / Под ред. Д.Б. Зимины. –2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000, – 248 с.: ил.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

**Першин Виктор Тихонович**

## **ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СХЕМОТЕХНИКИ**

**Учебное пособие**

для студентов специальностей

«МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ  
И СИСТЕМЫ», «МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ  
ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»,  
«ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
И ПРОИЗВОДСТВО РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ» ,  
«ЭКОНОМИКА И ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВА», «МАРКЕТИНГ»  
ВСЕХ ФОРМ ОБУЧЕНИЯ

В 2-х частях

**Часть 2**

Редактор Т.А. Лейко

Корректор Е.Н. Батурчик

Компьютерная верстка В.М. Задоля

---

Подписано в печать 24.01.2006.

Гарнитура «Таймс».

Уч.-изд. л. 9,2.

Формат 60x84 1/16.

Печать ризографическая.

Тираж 250 экз.

Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 8,95.

Заказ 263.

---

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
Лицензия на осуществление издательской деятельности №02330/0056964 от 01.04.2004.  
Лицензия на осуществление полиграфической деятельности №02330/0131518 от 30.04.2004.  
220013, Минск, П. Бровки, 6