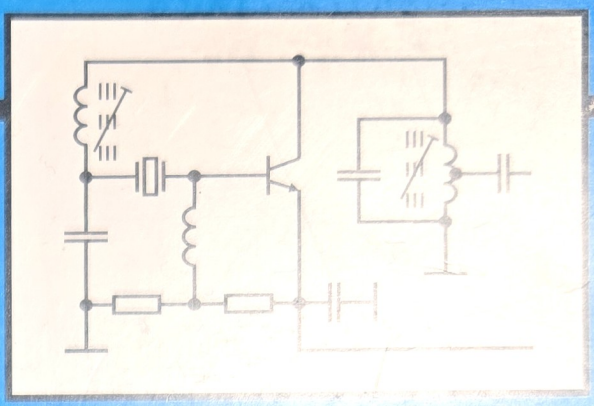
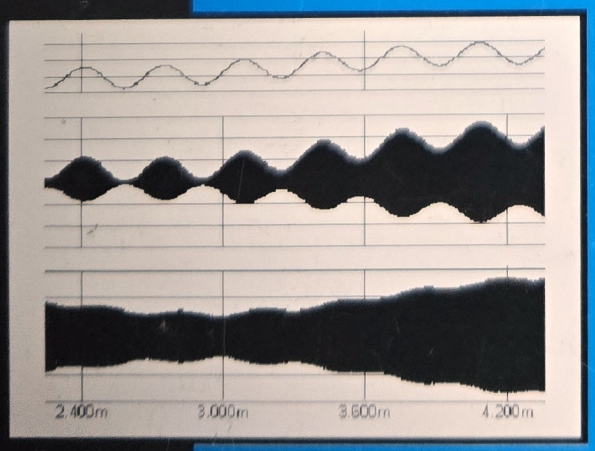
Учебное пособие

Г.И. Коптев



УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ



Издательский дом МЭИ

AnyScanner

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

Г.И. Коптев

УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Модели транзисторов, кварцевые генераторы (расчет и моделирование), макетное конструирование маломощных УКВ-передатчиков

Учебное пособие
по курсу
«Устройства генерирования
и формирования сигналов»
для студентов, обучающихся по направлению
«Радиотехника»

Москва Издательский дом МЭИ 2009

AnyScanner

УДК 621.369
К 658

Утверждено учебным управлением МЭИ(ТУ)
в качестве учебного пособия для студентов

Подготовлено на кафедре формирования колебаний и сигналов

Рецензенты: техн. директор ЗАО «НЕЙРОКОМ», гл. конструктор ЗАО «СИТ» И.С. Сердюков;
канд. техн. наук Э.Л. Муро

Коптев Г.И.

К 658 Устройства генерирования и формирования сигналов. Модели транзисторов, кварцевые генераторы (расчет и моделирование), макетное конструирование маломощных УКВ-передатчиков: учеб. пособие / Г.И. Коптев. — М.: Издательский дом МЭИ, 2009. — 116 с.

ISBN 978-5-383-00345-9

Представлена процедура матричной идентификации параметров модели биполярного транзистора УКВ-диапазона. Приведены примеры схем кварцевых генераторов-возбудителей маломощных УКВ-передатчиков. Предложена методика аналитического расчета одной из схем кварцевого генератора. Даны рекомендации по компьютерному моделированию кварцевых генераторов и примеры моделирования при наличии и отсутствии формульной методики расчета. Изложены сведения о разновидностях элементной базы и типах конструкций маломощных УКВ-передатчиков, принципы макетного конструирования. Приложения содержат данные об элементной базе, рекомендуемой для курсового проектирования.

Для студентов старших курсов специальностей «Радиотехника», «Радиоэлектронные системы», выполняющих курсовой проект по дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов».

ISBN 978-5-383-00345-9

© Московский энергетический институт (технический университет), 2009

СПИСОК ОСНОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$B_{вх1}$ — реактивная составляющая входной проводимости транзистора для тока первой гармоники

C — электрическая емкость

$C_к$ — емкость коллекторного перехода (сумма $C_{ка}$ и $C_{кп}$)

$C_{ка}$, $C_{кп}$ — активная и пассивная части емкости коллекторного перехода

$C_д$ — диффузионная емкость эмиттерного перехода

$C_э$ — барьерная емкость эмиттерного перехода

$C_{Б0}$, $C_{к0}$ — емкости контактных площадок базы и коллектора транзисторной структуры

$C_{кэ}$ — емкость коллектор-эмиттер транзисторной структуры

C_0 — статическая емкость кварцевого резонатора; паразитная емкость катушки индуктивности

$C_{кв}$ — динамическая емкость кварцевого резонатора

$C_{кв\,N}$ — динамическая емкость кварцевого резонатора на N-й механической гармонике

$C_{э\,бл}$ — блокировочная емкость цепи эмиттерного автосмещения

$C_{настр}$ — емкость подстройки кварцевого генератора на заданную частоту

$e_{к\,ост}$ — остаточное напряжение на коллекторе

$E_{кэ}$ — постоянное напряжение коллектор-эмиттер

$E_{Б0}$ — постоянный потенциал базы относительно земли

$E_п$ — напряжение питания

f — рабочая частота

f_S — граничная частота по крутизне проходной ВАХ

$f_т$ — предельная частота усиления тока биполярного транзистора (она же $f_{гр}$)

$G_{вх1}$ — активная составляющая входной проводимости транзистора для тока первой гармоники

$h_{21э}$ — малосигнальный статический коэффициент передачи тока базы

$i_{км}$ — высота импульса коллекторного тока

$I_{к1}$ — амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$I_к$ — постоянная составляющая тока коллектора; постоянный ток коллектора

$\dot{I}_{в1}$ — комплексная амплитуда первой гармоники тока базы

$I_{кв}$ — ток кварцевого резонатора

L — индуктивность

$L_{кв}$ — динамическая индуктивность кварцевого резонатора

$L_{кв\,N}$ — динамическая индуктивность кварцевого резонатора на N-й механической гармонике

$L_{Б1}$, $L_{к1}$ — индуктивности внутренних выводов базы и коллектора

$L_{Б2}$, $L_{к2}$ — индуктивности внешних выводов базы и коллектора

P_1 — колебательная мощность первой гармоники, генерируемая транзистором

AnyScanner

$P_н$ — полезная мощность в нагрузке генератора

$P_{кв}$ — мощность рассеяния на кварцевом резонаторе

$P_{в1}$, $P_{расс}$ — мощность возбуждения и мощность рассеяния на транзисторе

Q — добротность контура

$Q_н$ — параметр, оценивающий добротность выходной цепи кварцевого генератора

$Q_{кв}$ — добротность кварцевого резонатора

$Q_{кв\,N}$ — добротность кварцевого резонатора на N-й механической гармонике

$r_б$ — сопротивление базы биполярного транзистора

$R_к$ — сопротивление коллекторной нагрузки

$r_к$ — сопротивление коллектора

$r_{кв}$ — динамическое сопротивление кварцевого резонатора

$r_{кв\,N}$ — динамическое сопротивление кварцевого резонатора на N-й механической гармонике

$r_э$ — сопротивление эмиттера

$R_э$ — сопротивление эмиттерного автосмещения

$r_н$ — сопротивление нагрузки автогенератора

$R_н$ — сопротивление полезной нагрузки, приведенное к коллектору

r_β — сопротивление рекомбинации

S — крутизна проходной статической характеристики транзистора

S — обозначение элементов матрицы рассеяния

$S_к$, $S_э$ — площади коллекторного и эмиттерного переходов

$S_п$ — крутизна статической проходной характеристики по эмиттерному переходу

$t_п$ — температура коллекторного перехода (кристалла транзистора)

$U_к$ — постоянное напряжение на коллекторе; амплитуда напряжения на коллекторе

$U_п$ — амплитуда напряжения на эмиттерном переходе

$U_в$ — амплитуда напряжения возбуждения

$U_{кэ}$ — амплитуда напряжения коллектор-эмиттер

$U_н$ — амплитуда напряжения на нагрузке генератора

U' — напряжение сдвига аппроксимированной проходной статической характеристики транзистора

$y_{i,j\,мод}$ — элемент y-матрицы модели транзистора

$y_{11э}$, $y_{12э}$, $y_{21э}$, $y_{22э}$ — элементы матрицы транзистора (или его модели) с общим эмиттером

$\tau_к$ — постоянная времени коллектора

Ω_s — нормированная граничная частота по крутизне проходной характеристики транзистора

φ_s — фаза крутизны проходной характеристики транзистора в режиме малого сигнала при коротком замыкании коллектора

$\varphi_{1кз}$ — угол запаздывания первой гармоники импульса коллекторного тока при короткозамкнутом коллекторе

$\varphi_{1н}$ — угол запаздывания первой гармоники коллекторного тока при наличии коллекторной нагрузки

$\varphi_{кв}$ — сдвиг фазы $U_в$ за счет падения напряжения на $r_{кв}$

γ_1, γ_0 — коэффициенты разложения для импульса коллекторного тока

θ — угол отсечки тока коллектора

ξ — коэффициент разделения коллекторной емкости на активную и пассивную части

Индексы и другие сокращения

а — активная

б — база

бл — блокировочная (емкость)

в — возбуждение

внеш — внешний

внутр — внутренний

вх — вход

к — коллектор

кз — короткое замыкание

кв — кварц

м — максимум

мод — модель; модуляция

н — нагрузка

настр — настроечная (емкость)

ост — остаточное (напряжение)

п — переход; питание; пассивная (емкость)

ср — средний

ш — шунт

э — эмиттер

эфф — эффективный

АМ — амплитудная модуляция

БТ — биполярный транзистор

ВАХ — вольтамперная характеристика

ГИС — гибридная интегральная схема

КАГ — кварцевый автогенератор

КР — кварцевый резонатор

МПЛ — микрополосковая линия

ОЭ — общий эмиттер

ОБ — общая база

РЭА — радиоэлектронная аппаратура

СВЧ — сверхвысокие частоты

ТЗ — техническое задание

ТКЕ — температурный коэффициент емкости

ТПМ — технология поверхностного монтажа

ТУ — технические условия

УКВ — ультракороткие волны

УЧ — умножитель частоты

ФМ — фазовая модуляция

ЧМ — частотная модуляция

SMD — surface mounted device (поверхностно монтируемый прибор)

N — номер механической гармоники кварцевого резонатора

AnyScanner

ПРЕДИСЛОВИЕ

Тематика курсового проектирования по дисциплине «Устройства формирования колебаний и сигналов» (УФКС) может быть весьма разнообразной. Одно из направлений, принятых на кафедре формирования колебаний и сигналов (ФКС), — маломощные одноканальные транзисторные передатчики УКВ-диапазона. Расчет такого передатчика, состоящего из 5—6 каскадов, и его конструктивное описание соответствуют по сложности и трудоемкости семестровой работе.

Кафедра ФКС в отличие от родственных кафедр радиопередающих устройств других вузов основное внимание в учебном плане уделяет процессам в базовых узлах (высокочастотные генераторы, усилители, модуляторы и пр.) независимо от области их применения, а не строгому следованию стандартам характеристик и построения схем, принятых для современных промышленных радиопередающих устройств. Простейший передатчик при таком подходе является лишь удобным частным примером создания устройства формирования сигнала из базовых узлов, который позволяет более детально изучить несколько основных принципов формирования радиосигнала и построения устройств формирования.

Среди прочих, подходящими прототипами для учебных расчетов по курсу УФКС могут служить реальные, но достаточно простые, доступные пониманию студента маломощные одноканальные транзисторные УКВ-передатчики. Их многочисленные описания появились в зарубежной и отечественной литературе в 1960—1970-х гг. Именно в те годы сформировалась схемотехника, элементная база и технология транзисторных устройств, сменивших вакуумные устройства в передающей аппаратуре. Все это в разных формах находит применение и в настоящее время.

Для этих устройств характерна достаточно наглядная элементная база в виде отдельных транзисторов, конденсаторов, катушек, а также принципы действия, схемные решения и расчетные основы, которые в значительной степени излагаются в лекционных курсах и в учебниках кафедры ФКС.

В течение длительного периода широко используемым учебным пособием для выполнения курсовых проектов на кафедре формирования колебаний и сигналов РТФ МЭИ было «Проектирование радиопередающих устройств СВЧ», выпущенное в 1979 г. издательством «Сов. Радио». К тому времени на кафедре были созданы методики расчета транзисторных каскадов и узлов УКВ- и СВЧ-передатчиков, частично вошедшие в указанное пособие. Был издан также ряд пособий в Издательстве МЭИ. Однако к настоящему времени методическая база курсового проектирования по дисциплине «Формирование колебаний и сигналов» явно недостаточна не только из-за старения пособий, но и из-за двухкратного уменьшения числа консультаций: вместо прежних 15—16 еженедельных консультаций, позволявших студенту делать доброкачественную работу, их число снизилось вдвое до семи.

Объем настоящего издания ограничивает его содержание теми позициями, которые, на взгляд автора, имеют наименьшую методическую обеспеченность в существующих пособиях по указанной тематике.

Одним из важных условий осмысленного выполнения проектных расчетов является понимание происхождения моделей компонент и способов их идентификации. Этот вопрос на примере модели биполярного транзистора рассмотрен в первой главе пособия.

Во второй главе представлены схемы соединения кварцевых генераторов-возбудителей маломощных одноканальных передатчиков различных типов с последующими каскадами. Этот вопрос практически не рассматривался не только в упомянутом пособии 1979 г., но и в другой учебной литературе.

Изложению методики расчета автогенератора с кварцем в цепи базы на основе векторной диаграммы генератора и полигональной модели транзистора посвящена третья глава. Это в некоторой мере восполняет нехватку расчетов кварцевого автогенератора (КАГ) в учебной литературе.

Однако современное проектирование высокочастотных устройств уже не может обходиться лишь методиками расчетов традиционного типа в виде сводки из двух-трех десятков формул для синтеза устройства. Подобные методики из-за математических трудностей удается создать лишь для довольно ограниченного перечня схем. Кроме того, они непригодны для решения задач анализа процессов в устройствах. Студенты радиотехнического факультета, в значительной степени благодаря трудам В.Д. Разевига (кафедра радиоприемных устройств РТФ МЭИ), приобретают начальный опыт компьютерного моделирования с помощью программ MicroCap. Курсовой проект кафедры ФКС дает возможность продолжить и развить освоение

AnyScanner

моделирования. С этой целью в пособии предусмотрено моделирование схем кварцевых генераторов (гл. 3, 4).

Без достаточных консультаций особенно заметно страдает конструкторская часть проектов. С целью уменьшить потери времени на поиски подходящей элементной базы в различных справочниках в настоящее пособие введен необходимый минимум этой информации (гл. 5 и приложения). Кроме того, даются пояснения и рекомендации, позволяющие студенту понять процедуру макетного конструирования. Особое значение именно макетного конструирования для будущего разработчика определяется тем, что инженер, проектирующий и рассчитывающий устройство, должен самостоятельно проверить его работоспособность, изготовив для этого макет и испытав его.

В пособии дана краткая информация о технологии поверхностного монтажа, используемой и при производстве радиопередающих устройств.

Автор выражает благодарность рецензентам: конструктору радиопередающей аппаратуры И.С. Сердюкову и доценту кафедры РПУ МЭИ Э.Л. Муро за полезные советы и замечания.

Автор

Глава 1

МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ УКВ-ДИАПАЗОНА

1.1. Идентификация модели маломощного биполярного высокочастотного транзистора по *y*-матрице

Предприятие-изготовитель транзисторов в сопроводительной документации гарантирует (с заданными допусками) лишь те параметры транзистора, которые могут быть измерены с помощью стандартной аппаратуры. Среди них могут быть матрицы малосигнальных *y*-, *h*-, *S*- параметров транзистора, измеренные для активной области режима транзистора. Однако непосредственно с помощью этих параметров могут быть рассчитаны импедансные и передаточные характеристики лишь малосигнальных (линейных) устройств, например усилители высокой частоты приемников.

Рассчитать нелинейный каскад передатчика, например автогенератор, генератор с внешним возбуждением в режиме с отсечкой тока, непосредственно с помощью малосигнальных матриц транзистора невозможно. За период колебаний транзистор попеременно попадает не только в активную область режима (для которой только и справедливы эти матрицы), но и в область отсечки, а возможно, и в другие области (насыщения, инверсную). Поэтому в расчетах высокочастотных нелинейных устройств приходится использовать нелинейные модели транзисторов (модели для «большого сигнала»).

К нелинейным моделям относится полигональная (кусочно-линейная) модель биполярного транзистора [1]. Эта модель строится с использованием малосигнальной эквивалентной схемы Джиаколетто (рис. 1.1). Элементы схемы Джиаколетто однозначно определяют малосигнальную матрицу $y_{i,\,j\ \text{мод}}$ (и любую другую — *h*, *S* и т.п.) модели транзистора, и наоборот. Для построения полигональной модели нужно сначала идентифицировать (определить элементы) малосигнальную эквивалентную схему.

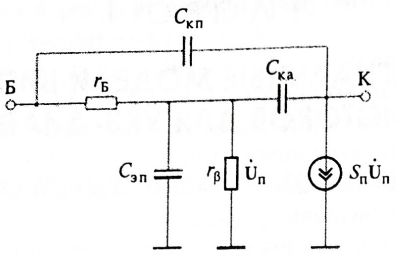


Рис. 1.1. Малосигнальная эквивалентная схема биполярного транзистора для активной области режима:

$C_{кп}$, $C_{ка}$ — пассивная и активная части барьерной емкости коллекторного перехода; $C_{эп}$ — полная емкость эмиттерного перехода (сумма диффузионной $C_д$ и барьерной $C_э$ емкостей перехода); $r_Б$ — сопротивление базы; $r_β$ — сопротивление рекомбинации; $\dot{U}_п$ — амплитуда напряжения на эмиттерном переходе; $S_п\dot{U}_п$ — управляемый генератор тока

Здесь следует сделать терминологическое пояснение. Моделью объекта (в данном случае транзистора), строго говоря, называется полное представление сведений о нем и о принятых допущениях, используемых в расчете какого-либо устройства с применением этого объекта. Полигональная модель содержит в качестве составной части линеаризованную высокочастотную эквивалентную схему транзистора для активной области режима. Кроме этой эквивалентной схемы, полигональная модель включает в себя эквивалентные схемы других областей режима, аппроксимированные статические вольт-амперные характеристики (ВАХ), допустимые токи и напряжения и др. Однако при решении задачи идентификации модели транзистора в первую очередь потребуется его малосигнальная эквивалентная схема, которую для краткости будем называть моделью. Другие составные части модели в строгом смысле будут использоваться непосредственно в расчете транзисторного устройства (например, кварцевого генератора).

Схема, представленная на рис. 1.1, не содержащая в явном виде паразитные реактивности — индуктивности выводов транзистора и емкости корпуса, непосредственно пригодна как малосигнальный эквивалент *высокочастотных* транзисторов. Так называются согласно принятой классификации [5] дрейфовые биполярные транзисторы с граничной частотой $f_т$ от 30 до 300 МГц. Транзисторы с

$f_т$ > 300 МГц называются *сверхвысокочастотными* (см. § 1.2). Элементы этой схемы — константы для выбранной рабочей точки и рабочей частоты малосигнального режима. При изменении рабочей точки и частоты все они в общем случае изменяются. Однако во многих случаях изменения $r_Б$, $C_{ка}$, $C_{кп}$, $f_т$ не слишком велики, что позволяет и в значительной области частот и режимов считать их константами.

Схема Джиаколетто относится к так называемым «физическим» моделям. Ее элементам может быть приписан физический смысл, связь их между собой и с режимом.

Эквивалентная схема задает жесткие связи между элементами ее матрицы. Но то, что можно назвать «схемой» реального транзистора, несравненно сложнее схемы модели. Поэтому, приравнивая в процедуре идентификации матрицу модели матрице транзистора, т.е. отождествляя матрицы разных объектов, неизбежно закладываем будущие невязки. Они проявляются отчасти в том, что некоторые параметры модели, положительные по своему смыслу, при отождествлении матриц модели и транзистора могут оказаться отрицательными или иметь неправдоподобные значения. Это следствие как неадекватности модели реальному транзистору, так и ошибок измерения матрицы транзистора. Очевидная неадекватность модели рис. 1.1 состоит, например, в отсутствии индуктивностей выводов, сопротивлений коллектора и эмиттера, корпусных емкостей, в вещественности крутизны по переходу, в замене распределенной структуры транзистора на сосредоточенную. Есть и менее очевидные несоответствия.

Как указывалось, элементы модели (в разной степени) при отождествлении матриц ее и транзистора оказываются зависимыми от рабочей частоты и режима (тока, напряжения коллектора). Поэтому измерение матрицы транзистора при необходимости получения большей точности модели должно проводиться на рабочей частоте и в рабочем режиме транзистора в проектируемом устройстве.

Одной из причин погрешности расчетов с использованием данных из ТУ или справочников является их усредненность по экземплярам транзистора. Поэтому при необходимости (весьма редкой) еще более точной идентификации измеряют конкретный используемый экземпляр.

В большинстве случаев в такой точности нет необходимости и смысла (из-за значительного экземплярного разброса параметров транзисторов).

AnyScanner

Поскольку число элементов и характеризующих их чисел в схеме Джиаколетто равно шести, то для их определения требуется шесть вещественных уравнений или три комплексных. Уравнения могут быть получены, если известны три комплексных элемента четырехполюсной матрицы. Например, в справочнике [2] для транзисторов КТ312 приведены элементы матрицы $y_{11э}$, $y_{21э}$, $y_{22э}$ транзистора с общим эмиттером. Для однозначной идентификации шестиэлементной модели, приведенной на рис. 1.1, этого достаточно. Отождествляя матрицы модели и реального транзистора, полагаем $y_{i,\,j\ мод} = y_{i,\,j}$. В вещественной форме это система, состоящая из шести уравнений с известными $g_{i,j}$, $b_{i,j}$:

$$g_{11} = \frac{1}{r_б + r_\beta} + \frac{\Omega_s^2}{1+\Omega_s^2}\cdot\frac{r_\beta}{r_б(r_б + r_\beta)}; \qquad (1.1)$$

$$b_{11} = \frac{\Omega_s}{1+\Omega_s^2}\cdot\frac{r_\beta}{r_б(r_б + r_\beta)} + \omega C_{кп}; \qquad (1.2)$$

$$g_{21} = \frac{S}{1+\Omega_s^2}; \qquad (1.3)$$

$$b_{21} = -\frac{S\Omega_s}{1+\Omega_s^2} = -\Omega_s g_{21}; \qquad (1.4)$$

$$g_{22} = -\omega\tau_к b_{21}; \qquad (1.5)$$

$$b_{22} = \omega C_к - \frac{g_{21}g_{22}}{b_{21}}, \qquad (1.6)$$

где S — крутизна проходной статической ВАХ; $f_s = f_т / Sr_б$ — граничная частота по крутизне проходной ВАХ; $\Omega_s = f/f_s$ — нормированная граничная частота по крутизне проходной ВАХ; $\tau_к = r_б C_{ка}$ — постоянная времени коллектора; $C_к = C_{ка} + C_{кп}$ — емкость коллекторного перехода.

При известных элементах модели Джиаколетто по приведенным формулам можно рассчитать элементы ее y-матрицы. И, наоборот, если известна ее y-матрица, можно рассчитать элементы ее модели.

Мы вынужденно будем решать некорректную задачу, задав в приведенных уравнениях матричные элементы реального транзистора с целью получить элементы модели Джиаколетто, лишь приближенно описывающей свойства транзистора.

Решение системы уравнений (1.1) — (1.6) относительно элементов модели имеет вид:

$$\Omega_s = -b_{21}/g_{21}; \qquad (1.7)$$

$$S = g_{21}(1+\Omega_s^2); \qquad (1.8)$$

$$\tau_к = -g_{22}/\omega b_{21}; \qquad (1.9)$$

$$C_к = (b_{22} + g_{21}g_{22}/b_{21})/\omega; \qquad (1.10)$$

$$a = g_{11} - b_{11}g_{21}/b_{21}; \qquad (1.11)$$

$$b = g_{21}\omega/b_{21}; \qquad (1.12)$$

$$r_б = (\tau_к + 1/b)/(C_к + a/b); \qquad (1.13)$$

$$f_т = Sr_б f/\Omega_s; \qquad (1.14)$$

$$C_{ка} = \tau_к / r_б; \qquad (1.15)$$

$$C_{кп} = C_к - C_{ка}; \qquad (1.16)$$

$$r_\beta = (1 - g_{11}r_б)/\left\{g_{11} - \Omega_s^2/\left[\left(1+\Omega_s^2\right)r_б\right]\right\}. \qquad (1.17)$$

К этому добавим соотношения, справедливые для этой модели:

$$h_{21э} = S(r_б + r_\beta); \qquad (1.18)$$

$$S_п = h_{21э}/r_\beta, \qquad (1.19)$$

а также связь крутизны $S_п$ с постоянным током коллектора и температурой

$$I_к = \frac{(1 + 0{,}00366\cdot t_п)S_п}{42{,}5}. \qquad (1.20)$$

Формула (1.20) показывает, что y-матрица несет в себе информацию не только о транзисторе и его модели, но и о режиме измерения (токе коллектора).

Не делая численных расчетов, можно предсказать, что при идентификации модели по формулам (1.7)—(1.20) наименее достоверными будут значения r_β (в знаменателе формулы (1.17) — разность

AnyScanner

близких величин, это может дать большие значения r_β с любым знаком; в числителе — тоже разность иногда близких величин, это может дать заниженные значения r_β) и $h_{21э}$ (формула (1.18), из-за ошибки r_β). Повышенные ошибки могут быть у $C_{кп}$ (формула (1.16), разностная величина), $S_п$ и $I_к$ (формулы (1.19) и (1.20), из-за ошибок в $h_{21э}$ и r_β).

Сделан численный расчет-пример по сводке формул (1.7)—(1.20) на f = 100 МГц при $I_к$ = 10 мА для модели с $r_б$ = 80 Ом, $C_{ка}$ = 1 пФ, $C_{кп}$ = 3 пФ, $h_{21э}$ = 100, $f_т$ = 200 МГц. Он показывает, что вариации y-матричных элементов на 1 % с их неблагоприятным сочетанием дают 50 % отклонения в $h_{21э}$, r_β. Вариации на 3 % меняют $h_{21э}$, r_β уже на порядок. Вариация на 10 % даже единственного элемента b_{11} может дать отрицательные знаки $h_{21э}$, r_β.

Однако наибольшую ценность при идентификации в наших целях (для использования модели в расчетах высокочастотных каскадов) представляют значения $r_б$, $C_{ка}$, $C_{кп}$, $f_т$, поскольку именно они определяют высокочастотные свойства транзистора. Что касается идентифицированных величин r_β, $h_{21э}$, их можно скорректировать в процессе расчета каскада на транзисторе, заменив неправдоподобное (отрицательное; чрезмерно большое или чрезмерно малое) значение $h_{21э}$ средним справочным значением.

Проиллюстрируем сказанное на примерах идентификации модели транзисторов КТ312А, Б, y-матрицы которых, приведенные в табл. 1.1, взяты из справочника [2]. В крайнем левом столбце указан фактический ток коллектора в рабочей точке измерений, в крайнем правом — его идентифицированное значение для модели, найденное по формуле (1.20).

Анализируя результаты идентификации модели, приведенные в таблице, можно сделать следующие выводы.

1. Характер зависимостей $r_б(I_к)$ и $f_т(I_к)$ соответствует ожидаемому: с ростом тока коллектора от 1 до 10 мА сопротивление базы уменьшается, а граничная частота растет.

Само явление спада и порядок величины спада $r_б$ для частот 55—120 МГц неплохо согласуются (рис. 1.2) с экспериментальными результатами [3], полученными для транзистора 2N918 (аналог 2Т368).

Таблица 1.1

Матричные параметры транзисторов КТ312А,Б и параметры идентифицированной модели Джиаколетто

$I_к^{изм}$	$g_{11э}$	$b_{11э}$	$g_{21э}$	$b_{21э}$	$g_{22э}$	$b_{22э}$	$r_б$	r_β	$C_{ка}$	$C_{кп}$	$h_{21э}$	$f_т$	$I_к$
мА	мСм						Ом		пФ			МГц	мА
f = 30 МГц													
1	3,4	4,6	14,8	–11,3	0,73	1,34	102	–3438	3,3	–1,3	–78	94	0,6
3	5,5	4	24,2	–25	1,13	1,48	106	647	2,3	–0,2	38	154	1,5
5	7,42	3,22	29	–38	1,59	1,53	100	225	2,2	–0,5	26	181	2,9
10	9,3	2,27	30	– 49,8	2,08	1,51	93	99	2,4	–1	22	189	5,5
f = 55 МГц													
1	4,5	6,4	11,4	–14,3	0,72	2,52	119	–738	1,2	4,4	–18	153	0,6
3	6,8	5,5	16,5	–26	1,17	2,66	107	1923	1,2	4,3	117	215	1,5
5	8,8	4,4	20	–38	1,75	2,65	96	260	1,4	3,6	33	255	3,2
10	10,5	3,1	21	–49	2,35	2,5	87	95	1,6	2,7	25	279	6,5
f = 85 МГц													
1	6,3	8,1	7,7	–16,1	0,73	3,5	113	–317	0,75	–5,2	–8,5	190	0,7
3	8,6	6,7	10	–25,8	1,2	3,75	99	–800	0,88	5,3	–54	250	1,7
5	10,35	5,2	11	–36,3	1,94	3,86	90	403	1,1	5	64	303	4
10	11,95	3,55	10,4	– 46,5	2,66	3,74	82	60	1,3	4,6	31	340	13
f = 120 МГц													
1	8,1	9	3,3	–14	0,75	4,9	108	–191	0,65	–5,6	–5,2	192	0,7
3	10,5	7,4	4,1	–25	1,33	5	91	–201	0,78	5,6	–17	279	2,2
5	12,1	5,75	2,7	–33,6	2,13	5,03	82	–198	1,03	5,4	– 49	332	6,2
10	13,6	3,8	0	– 41	2,86	4,9	73	–73	1,26	5,2	103	362	–35

Рост граничной частоты с ростом тока коллектора в области малых токов — явление, объясняемое формулой $\omega_{гр} = S_п/(C_э + C_д)$ и линейными зависимостями $S_п(I_к)$, $C_д(I_к)$ при постоянстве барьерной емкости перехода $C_э$ (рис. 1.3). Наличие не зависящей от тока емкости $C_э$ приводит к тому, что с уменьшением тока $f_т$ стремится к нулю.

AnyScanner

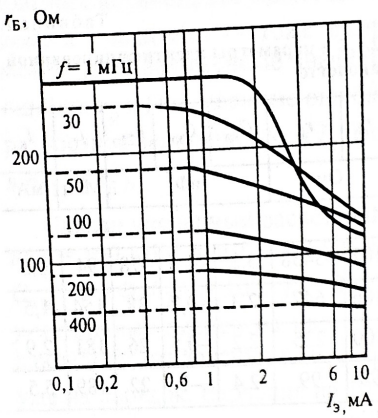


Рис. 1.2. Зависимость сопротивления базы от частоты и тока эмиттера транзистора 2N918 [3]

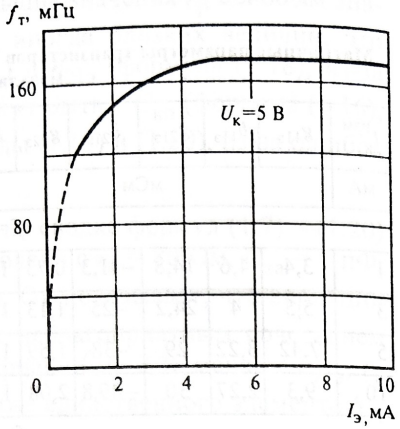


Рис. 1.3. Зависимость граничной частоты транзисторов КТ312А-В от тока эмиттера

Идентифицированные значения граничной частоты $f_т$ модели значительно отличаются в бóльшую сторону от справочных данных для КТ312 (см. рис. 1.3). Это может иметь две причины. Во-первых, идентифицируемая $f_т$ учитывает только соотношение $S_п/(C_э + C_д)$, а фактически измеряемая $f_т$ снижается из-за действия других факторов. Во-вторых, не исключено, что справочные значения гарантируемого параметра $f_т$, учитывающие экземплярный разброс параметров, из соображений гарантий для массовой продукции занижены. Например, для КТ603 в справочнике [5] дано типовое $f_т$ = 370 МГц, минимальное 200 МГц, а в монографии [3] указывается, что $f_т$ КТ603 лежит в пределах от 900 до 400 МГц.

2. Полная идентифицированная емкость коллекторного перехода ($C_{ка} + C_{кп}$) на частотах 55—120 МГц приблизительно равна 5 — 6 пФ при напряжении 5 В. Это хорошо согласуется с данными справочника (3—5 пФ при 10 В; с понижением $U_к$ до 5 В $C_к$ увеличивается на 28 %). Пассивная составляющая $C_{кп}$ больше активной $C_{ка}$ приблизительно в 4 раза. Отношение $\xi = (C_{ка} + C_{кп})/C_{ка}$ приблизительно равно отношению площадей $S_к/S_э$ коллекторного и эмиттерного переходов и различно у разных типов транзисторов. Например, для ГТ311 ξ = 2,75, для ГТ313 — 1,9 [4]. Первые дрейфовые транзисторы

в СССР имели соотношение $S_к/S_э$ ~ 4,5 (П401—П403), ~ 3 (П410, П411) [6].

Наряду с определением $r_Б$ соотношение между $C_{ка}$ и $C_{кп}$ является наиболее важным результатом идентификации модели с помощью y-матрицы транзистора. Других оснований для определения $r_Б$ и $C_{ка}$ высокочастотных транзисторов в справочниках недостаточно. Обычно приводится значение постоянной времени коллектора $\tau_к$. Для модели $\tau_к = r_Б C_{ка}$, но это не позволяет однозначно найти как $r_Б$, так и $C_{ка}$. Попытка определить $C_{ка}$ по приводимой обычно величине $C_к$ тоже дает неопределенный результат, поскольку неизвестно соотношение $C_{ка}$ и $C_{кп}$: для транзисторов разных типов оно может отличаться почти на порядок.

Сравнение значений $\tau_к = r_Б C_{ка}$ ~ 70—100 пС, полученных при идентификации модели по y-матрице транзистора при $U_к$ = 5 В, $I_к$ = = 1 ... 10 мА на частотах 85—120 МГц с усредненным справочным значением $\tau_к$ = 60 пС при $U_к$ = 10 В и токе $I_к$ = 2 ... 8 мА, показывает сравнительно небольшое различие в десятки процентов, неплохо объяснимое разницей в напряжениях $U_к$. При этом все идентифицированные значения $\tau_к$ укладываются в границы 50—500 пС, указанные в ТУ.

3. Коэффициент передачи тока $h_{21э}$ модели, там где он положителен (22—117), неплохо укладывается в пределы норм ТУ на КТ312 (10 — 100).

Невязка, вызванная нетождественностью весьма примитивной модели и реального транзистора, проявляется в отрицательных значениях элементов, положительных по своей сути ($r_β$, $h_{21э}$, $C_{кп}$), а также в заметном отличии (до двухкратного) идентифицированного значения коллекторного тока модели $I_к$ (см. правую колонку табл. 1.1) от фактического, при котором снималась при измерениях y-матрица (левая колонка).

Причинами, усугубляющими невязку, кроме примитивизма модели, являются погрешности измерений y-матрицы транзисторов, которые особенно велики были [4] на нижних частотах (около 30 МГц), и усредненность справочных y-параметров.

Можно исключить отрицательные и неправдоподобные значения $h_{21э}$, $r_β$ в идентифицированной модели, сделав коррекцию $h_{21э}$. Заменим идентифицированное отрицательное значение $h_{21э}$ средним

AnyScanner

справочным и зададим фактическое значение тока $I_к$ в режиме измерения матрицы. Расчет ведем по формулам (1.7)—(1.16), затем находим скорректированные значения

$$S_п = \frac{42{,}5 I_к}{1 + 0{,}00366 t_п}; \qquad (1.21)$$

$$r_\beta = h_{21э} / S_п. \qquad (1.22)$$

Параметры скорректированной модели и ее y-матрица для f = = 85 МГц при вводе $h_{21э}$ = 50, $I_к$ = 1 мА приведены в качестве примера в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Матричные параметры и параметры схемы Джиаколетто скорректированной модели транзисторов КТ312А,Б

$I_к^{изм}$	$g_{11э}$	$b_{11э}$	$g_{21э}$	$b_{21э}$	$g_{22э}$	$b_{22э}$	$r_б$	r_β	$C_{ка}$	$C_{кп}$	$h_{21э}$	$f_т$	$I_к$
мА	мСм						Ом		пФ			МГц	мА
1	7	6,16	8,3	–15,27	0,69	3,52	113	1282	0,75	5,14	50,8	190	1

По окончании идентификации модели должен возникнуть вопрос, насколько она удачна. Критериев удачности идентификации можно указать по крайней мере два:

1) изменение параметров конкретного устройства (например, коэффициента усиления, импедансов) при его расчете сначала по исходной (справочной) матрице, затем по матрице модели;

2) сравнение с экземплярным разбросом матрицы, данным в справочнике.

Воспользуемся вторым критерием. В справочнике [2] приводятся интервалы разброса модулей и фаз y-параметров КТ312А,Б при токе 1 мА на частоте 80 МГц:

$$|y_{11}| = 10 \ldots 20;\ \varphi_{11} = 40 \ldots 70;\ |y_{21}| = 10 \ldots 20;\ \varphi_{21} = -40 \ldots -65;$$
$$|y_{22}| = 2 \ldots 5;\ \varphi_{22} = 60 \ldots 100.$$

Пересчитанная в модули и фазы матрица модели на близкой частоте 85 МГц, взятая из табл. 1.2, имеет следующие значения:

$$|y_{11}| = 9{,}32;\ \varphi_{11} = 41{,}35;\ |y_{21}| = 17{,}38;\ \varphi_{21} = -61{,}47;$$
$$|y_{22}| = 3{,}587;\ \varphi_{22} = 78{,}91.$$

Видно, что все элементы идентифицированной модели, кроме $|y_{11}|$, незначительно выпавшего за интервал разброса, находятся внутри этих интервалов.

Итак, можно сделать вывод, что матричная идентификация и использование шестиэлементной модели транзистора дают вполне удовлетворительные результаты. Эта модель может с успехом использоваться в нижней половине УКВ-диапазона (приблизительно до 150—200 МГц), где для маломощных транзисторов еще не слишком сильно влияние индуктивностей выводов.

1.2. Модель маломощного сверхвысокочастотного биполярного транзистора

Сказанное выше относится к транзисторам с относительно невысокой граничной частотой (до сотен МГц), интервал рабочих частот которых не выходит выше УКВ-диапазона (30—300 МГц). Такие транзисторы в справочной литературе называются высокочастотными. В настоящее время имеется большой выбор маломощных сверхвысокочастотных транзисторов (согласно классификации [5], имеющих граничную частоту $f_т$ выше 300 МГц), которые нередко используются в УКВ-диапазоне, т.е. гораздо ниже своего частотного «потолка». Для таких транзисторов можно встретить в справочной литературе S-матрицу, измеренную на единственной и весьма высокой частоте (реже 400 МГц, а чаще единицы ГГц). На таких частотах рассмотренная выше шестиэлементная модель непригодна, так как не учитывает корпусные реактивности — индуктивности выводов и емкости корпуса, которые радикально изменяют высокочастотные свойства транзистора. Количество элементов в пригодной на этих частотах модели возрастает в 2—3 раза. Это принципиально меняет возможности идентификации модели, поскольку число параметров матрицы не превышает четырех комплексных чисел. Следовательно, однозначно по матрице, снятой на одной частоте, может быть идентифицирована лишь модель с числом элементов не более восьми, но этого числа элементов может быть недостаточно для удовлетворительного описания свойств СВЧ-транзистора.

В настоящем пособии будем рассматривать использование СВЧ-транзисторов на сравнительно невысоких частотах метрового диапазона. Однако, располагая матрицей (табл. 1.3 для некоторых транзисторов), измеренной в СВЧ-диапазоне, приходится сначала получить

AnyScanner

СВЧ-модель (для частоты измерений), а затем упростить ее для УКВ-диапазона.

Принятая нами для идентификации на СВЧ эквивалентная схема транзистора показана на рис. 1.4. Не останавливаясь на процедуре этой идентификации, приведем ее результаты для нескольких типов СВЧ маломощных транзисторов (табл. 1.3, 1.4).

Для УКВ-частот у маломощных СВЧ-транзисторов можно, как правило, в модели не учитывать (положить равными нулю) $C_{Б0}$, $C_{к0}$, $L_{Б1}$, $L_{к1}$, $L_{Б2}$, $L_{к2}$, $C_{кэ}$. Если, кроме того, выполняется неравенство $r_к << R_к << R_i$, где $R_к$ — сопротивление коллекторной нагрузки, то в модели можно положить $r_к = 0$, $R_i \to \infty$, т.е. привести схему рис. 1.4 к схеме рис. 1.1.

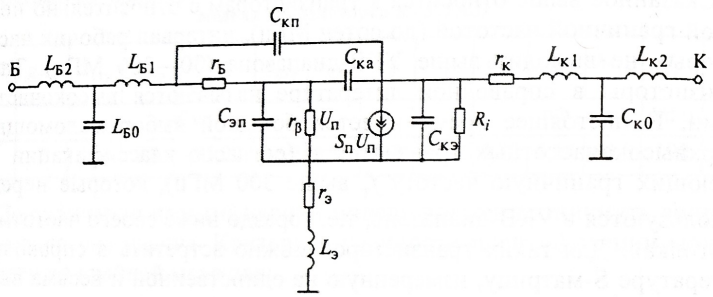


Рис. 1.4. Малосигнальная эквивалентная схема транзистора для СВЧ с общим эмиттером

Таблица 1.3

S-матрицы маломощных СВЧ-транзисторов

Тип БТ	f	$I_к$	$U_к$	S-матрица							
	ГГц	мА	В	S_{11}	φ_{11}	S_{12}	φ_{12}	S_{21}	φ_{21}	S_{22}	φ_{22}
2Т372	1	5	5	0,14	–149°	0,093	59°	3,29	76°	0,623	–30°
2Т382	0,4	5	5	0,26	–133°	0,102	66°	4,15	86°	0,54	–35°
2Т3115	1	5	5	0,39	–111°	0,044	46,5°	5,31	102°	0,74	–30°
1Т362	1,95	2	3	0,04	–165°	0,2	50°	1,6	38°	0,54	–72°
АТ31033*	0,1	10	2,7	0,72	–21°	0,01	80°	21,9	154°	0,92	–10°

* Транзистор для поверхностного монтажа.

Таблица 1.4

Параметры эквивалентной схемы маломощных СВЧ-транзисторов

Тип БТ	Режим измерения S-матрицы				Параметры эквивалентной схемы рис. 1.4												
	f	$I_к$	$U_к$	$h_{21э}$	$f_т$	$r_Б$	$r_э$	$r_к$	R_i	$C_{ка}$	$C_{кп}$	$C_{кэ}$	$C_{Б0}$	$C_{к0}$	$L_э$	$L_{Б1}$	$L_{Б2}$	$L_{к1}$	$L_{к2}$
	ГГц	мА	В	—	ГГц	Ом				пФ					нГ				
2Т372	1	5	5	50	4,3	20	2	25	8000	0,06	0,25	0,1	0,1	0,25	0,8	0,5	1	0,5	1
2Т382	0,4	5	5	100	2,6	60	3	15	1000	0,06	0,7	0,3	0,4	0,4	2	2	1,5	2	1
2Т3115	1	5	5	100	7,5	32	2,2	14	4000	0,04	0,09	0,19	0,16	0,14	0,24	0,24	0,7	0,3	1
1Т362	1,95	2	3	30	4,5	29	1	8	5300	0,08	0,27	0,4	0,45	0,3	1,7	0,8	0,8	1	0,8
АТ31033*	0,1	10	2,7	120	20	19,4	1	41	1900	0,01	0,15	0,05	0,4	0,2	1,3	1,1	0,55	0,35	0,35

* Транзистор для поверхностного монтажа

AnyScanner

При идентификации модели СВЧ-транзистора для относительно низких частот УКВ сопротивление базы рекомендуется скорректировать по статическим характеристикам или значениям $\tau_к$, измеряемым обычно на частотах УКВ-диапазона (чаще на 30 МГц). Например, для 2Т372 типовое $\tau_к$ = 6 пс при 5 В, 5 мА на 30 МГц. Отсюда с учетом $C_{ка}$ = 0,06 пФ на 30 МГц получаем $r_б$ = 67 Ом, в 3,3 раза больше, чем на 1 ГГц. Для 2Т382 типовое $\tau_к$ = 4 пс при 5 В, 5 мА на 30 МГц. Тогда с учетом $C_{ка}$ = 0,06 пФ на 30 МГц получаем $r_б$ = = 100 Ом, в 1,7 раз больше, чем на 0,4 ГГц. Для 2Т3115 типовое $\tau_к$ = = 3 пс при 7 В, 5 мА на 100 МГц. Отсюда с учетом $C_{ка}$ = 0,04 пФ на 100 МГц получаем $r_б$ = 75 Ом, в 2,3 раза больше, чем на 1 ГГц. Эти результаты, зависящие от типа транзистора, качественно согласуются с графиком, представленным на рис. 1.2.

Глава 2

КВАРЦЕВЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ. ПРИМЕРЫ СХЕМ

2.1. Общие сведения

Для стабилизации частоты кварцевые резонаторы (КР) начали применять с 1923 г. По данным профессора С.А. Дробова у первых кварцевых автогенераторов кварцевые автогенераторы нестабильность частоты была ~ 10^{-3}. К 1950 г. кварцевые генераторы мобильных радиостанций имели нестабильность частоты не более 10^{-4}, кварцевые стандарты частоты — не более 10^{-7}. В настоящее время кварцевые источники колебаний представляют собой обширный класс устройств разнообразного назначения с сильно различающимися параметрами. К важнейшим параметрам относится нестабильность частоты — долговременная и кратковременная.

Самые стабильные КАГ используют сравнительно низкочастотный резонатор (100 кгц), представляющий собой «голую» полированную пластину пьезокварца, без каких-либо электрических контактов и металлических покрытий. Подвешенная на нейлоновых нитях пластина находится в стеклянном баллоне, в вакууме. Электрическая связь генератора с пластиной — емкостная, с помощью металлических колец на поверхности баллона. Добротность подобных кварцевых резонаторов составляет ~ 10^7—10^8, нестабильность частоты кварцевых генераторов $\Delta f/f \sim 5 \cdot 10^{-11}$ за сутки. Для ослабления внешних механических воздействий (например, вибрации грунта, вызванной транспортом) такие генераторы монтируются на массивных фундаментах. Понятно, что подобные установки трудно сделать мобильными.

Без кварцевых автогенераторов не обходятся и самые стабильные эталоны частоты — квантовые. Дело в том, что мощность самих квантово-механических генераторов (КМГ) чрезвычайно мала (водородный КМГ — 10^{-12}...10^{-11} Вт), и они используются в качестве опорных генераторов для подстройки значительно более мощных КАГ. Самые точные стандарты частоты — водородные, их неста-

AnyScanner

бильность к 1990 гг. составляла ~$1{,}5 \cdot 10^{-14}$. Однако масса, габариты (это шкафы) и энергопотребление, стоимость КМГ на несколько порядков выше, чем у КАГ, что исключает их использование во многих видах аппаратуры, особенно малогабаритной и мобильной.

В большинстве кварцевых резонаторов пластинка кварца имеет металлизированные участки, к которым припаиваются проводники, обеспечивающие электрические контакты с пластинкой и удерживающие ее внутри стеклянного или металлического баллона. Такие кварцевые резонаторы выдерживают значительные механические воздействия (удары, вибрацию). Но сама по себе металлизация (электродное покрытие) кварцевой пластинки и проводники — держатели ухудшают механические свойства пьезоэлемента (его добротность и стабильность резонансных частот), являются одной из причин старения КР.

В зависимости от добротности различают кварцевые резонаторы прецизионные (добротность более миллиона) и общего применения (менее миллиона; обычно десятки тысяч). Прецизионные кварцевые резонаторы допускают отклонение рабочей частоты от номинальной не хуже $3 \cdot 10^{-6}$, изменение частоты не более $1 \cdot 10^{-9}$ за сутки. Для прецизионных кварцевых резонаторов рекомендуемая мощность рассеяния не более 10 мкВт, для обычных — 0,5 ... 2 мВт.

Серийные гармониковые КР изготавливаются на частоты, перекрывающие весь УКВ-диапазон — до 300 МГц. Это дает возможность при необходимости строить УКВ-передатчик, не прибегая к умножению частоты, что позволяет сократить число каскадов. Однако добротность этих кварцевых резонаторов, работающих на механических гармониках, ниже, что ведет к снижению стабильности частоты КАГ при изменениях фазы крутизны проходной характеристики транзистора. Кроме того, емкости колебательной системы УКВ кварцевых автогенераторов относительно малы, и в них значительную долю занимают нестабильные паразитные емкости транзистора, что дополнительно снижает стабильность частоты. Поэтому такой вариант схемы передатчика оправдан, если требования к стабильности частоты не слишком жесткие.

При более жестких требованиях к долговременной стабильности частоты УКВ-передатчик имеет в своем составе умножитель частоты с кратностью от 2 до 24. Это позволяет использовать более стабильный и менее «капризный» КАГ, работающий на основной механической гармонике с частотой порядка десятка МГц, со стабильными контурными конденсаторами, емкости которых велики по сравнению с нестабильными паразитными емкостями транзистора.

Кроме того, использование транзисторных умножителей, имеющих коэффициенты передачи по мощности того же порядка, что и усилители, облегчает задачу обеспечения устойчивости к паразитному самовозбуждению умножительно-усилительного тракта по сравнению с чисто усилительным трактом, в котором значительно легче возникает паразитная генерация при таком же полном усилении. Следует, однако, иметь в виду, что умножители, особенно простейшие, действие которых основано на выделении нужной гармоники из импульсов тока настроенным на нее контуром или системой контуров, создают паразитное качание амплитуды и фазы, загрязняя спектр излучения. Это поясняется с помощью рис. 2.1. Суть дела в следующем.

Импульсы коллекторного тока утроителя, следующие с частотой f, «ударно» возбуждающие выходной контур, настроенный приблизительно на третью гармонику входной частоты, показаны на рис. 2.1, *а*. После каждого импульса тока в контуре возбуждаются затухающие колебания на собственной частоте контура, которая вследствие неточности настройки контура отличается от f.

Напряжение на выходном контуре утроителя и для сравнения — синусоида с частотой $3f$ показаны на рис. 2.1, *б*. В точке *1* мгновенные фазы этих напряжений совпадают. В точке 2, отстоящей от точки *1* на 360°, уже заметно изменение фазы выходного напряжения, еще больше оно в точке *3*. Приход следующего импульса тока

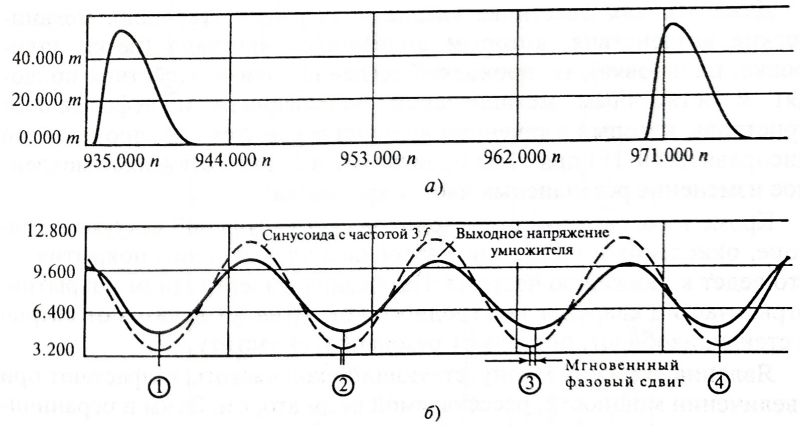


Рис. 2.1. Паразитное качание амплитуды и фазы на выходе умножителя частоты

возвращает сдвиг фаз к нулю (точка *4*). Таким образом, умножитель создает паразитную амплитудно-угловую модуляцию.

При разработке передающей аппаратуры в случаях весьма жестких требований к нестабильности частоты используются готовые серийные возбудители.

Представление о том, каковы их нестабильность частоты в заданном интервале температур, потребление мощности, уровень выходного напряжения, дает табл. 2.1.

Тот или иной тип возбудителя выбирается в зависимости от назначения передатчика: разные радиосистемы предъявляют разные требования к кратковременной (за время порядка секунд) и долговременной нестабильности частоты.

Кратковременная нестабильность в основном вызвана электрическими флюктуациями в элементах схемы (шумы различной природы). Шумы снижаются применением малошумящих транзисторов, резисторов и других элементов, оптимизированных по шумам схем, а при необходимости и снижением рабочей температуры.

Нестабильность кварцевых автогенераторов за часы и более (долговременная) определяется в основном свойствами кварцевого резонатора, но существенно зависит от схемы КАГ, условий и режимов применения КР. Медленное изменение свойств кварцевого резонатора за месяцы и годы (но обнаруживаемое иногда и за сутки), вызываемое микроструктурными изменениями всей конструкции КР, начиная с пластинки кварца, называется старением.

Даже «голая» пластинка кварца подвержена старению: механические воздействия, которым подвергался кристалл (резка, шлифовка, полировка), не проходят бесследно. Эти воздействия приводят к остаточным механическим напряжениям и деформациям кристалла, который с течением времени стремится самопроизвольно «исправиться». Но при этом происходит и соответствующее медленное изменение резонансных частот кристалла.

Кроме того, старение происходит за счет нарушений вакуума в баллоне, окисления и диффузии материалов электродного покрытия — это ведет к снижению частоты. Натяжения в электродном покрытии, отрыв частиц кварца и электродного покрытия, уход газов от кварца к стеклу, наоборот, повышают резонансную частоту.

Явления старения и сопутствующий уход частоты возрастают при увеличении мощности, рассеиваемой резонатором. Этим и ограничивается рекомендуемая мощность на прецизионных резонаторах — не более 10 мкВт.

Таблица 2.1

Параметры некоторых промышленных кварцевых возбудителей

Тип возбудителя	Частота, МГц	Нестабильность частоты				Габариты, мм	Напряжение и ток питания	Напряжение на нагрузке
		кратковременная за 1 с	долговременная		в интервале температур			
			за год	за 10 лет				
ГК85-ТС1 прецизионный	10—26	$5 \cdot 10^{-11}$	$\pm(10—20) \cdot 10^{-8}$	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$	$\pm 2 \cdot 10^{-8}$ (−10… +69 °С) $\pm 5 \cdot 10^{-8}$ (−40… +70 °С)	26×26×13	5 В, 150 мА	> 225 мВ на 50 Ом
ГК87-ТС малошумящий	50—100		$5 \cdot 10^{-7}$	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$ (−20… +70 °С)	51×51×13	12 В ± 10 % 100 мА	225—1000 мВ на 50 Ом
ГК36М-ТК экономичный	9,6—20			$\pm 3 \cdot 10^{-6}$	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$ (−60 … +70 °С)	26×26×13	12 В ± 25 % 4 мА	> 225 мВ на 50 Ом
ГК62-ТС прецизионный	5 до 16,4	$< 5 \cdot 10^{-11}$	$\pm 5 \cdot 10^{-8}$	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$	$\pm 1 \cdot 10^{-9}$ (−25 … +70 °С)	51×41×19	12 В ± 10 % 225 мА	225 мВ 50 Ом

2.2. Примеры схем кварцевых автогенераторов — возбудителей маломощных одноканальных УКВ-передатчиков

Известно, что бескварцевые LC-генераторы обычно имеют нестабильность частоты около $1 \cdot 10^{-4}$. Используя все доступные меры (высококачественные детали и оптимизированную конструкцию, тщательную стабилизацию питающих напряжений и температуры и др.), удается получить для таких генераторов суточную нестабильность $\sim 1 \cdot 10^{-5}$, а в течение часа $\sim 10^{-6}$. Для ряда применений этого достаточно, однако гораздо проще и экономически выгоднее применить кварцевые генераторы.

Некоторые схемы кварцевых автогенераторов, используемых в качестве возбудителей в маломощных одноканальных передатчиках УКВ, показаны на рис. 2.2, *а*—*д* [12]. Их можно дополнить схемой, представленной на рис. 2.2, *е*, также часто применяемой.

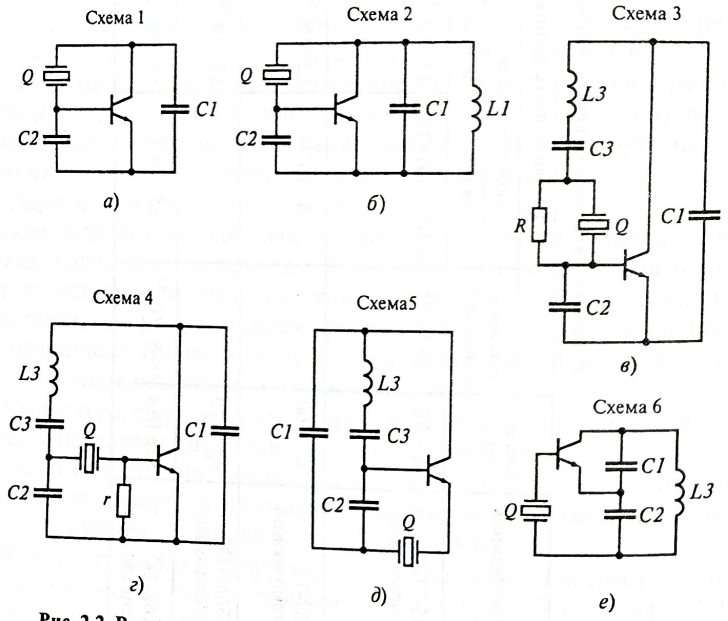


Рис. 2.2. Варианты схем кварцевых генераторов:
не показаны цепи постоянного тока и цепи связи с полезной нагрузкой

Обратим внимание на то, что кварцевые генераторы, имеющие колебательный LC-контур, являются двухконтурными (один из контуров — КР). Введение второго (LC) контура может использоваться в разных целях, чаще всего для выбора нужного номера рабочей гармоники кварцевого резонатора и для управления частотой кварцевого автогенератора. Кроме того, LC-контур в КАГ позволяет повысить энергетические показатели генератора и может служить трансформатором связи.

В любом случае рабочая частота кварцевого резонатора должна находиться в полосе пропускания LC-контура во избежание срыва генерации. Следует учесть, что элементы реального LC-контура имеют экземплярный разброс и некоторую нестабильность, сопровождаемые изменением резонансной частоты контура. Поэтому даже при умеренной добротности контура $Q \sim 30$—50 из-за этого разброса рабочая частота кварцевого резонатора может оказаться за пределами полосы пропускания контура, построенного на конденсаторах постоянной емкости и катушке нерегулируемой индуктивности. Тогда генерация станет невозможной. Даже применение триммеров (само по себе нежелательное по ряду причин) для точной настройки контура может при таких добротностях дать плохой результат. Триммер согласно ТУ способен заметно изменить свою емкость при климатических, механических и прочих воздействиях (иногда необратимо), а это грозит привести к срыву генерации или значительному снижению мощности. При низкой Q расширение полосы пропускания контура позволяет обойтись без подстройки контура, собрав его на конденсаторах постоянной емкости и катушке постоянной индуктивности. Единственный триммер в этом случае может потребоваться для более точной подстройки генератора на заданную частоту, если она нужна.

Есть и другие соображения в отношении приемлемой добротности LC-контура кварцевого автогенератора. На частоту генерации двухконтурного генератора через баланс фаз, в уравнение которого входят фазовые характеристики обоих контуров, влияют оба контура, причем степень влияния каждого контура пропорциональна крутизне его фазовой характеристики, а она пропорциональна добротности контура. Кварцевый резонатор имеет стабильную собственную частоту, а LC-контур по ряду причин имеет гораздо меньшую стабильность собственной частоты. Отсюда следуют два вывода.

1. Для достижения высокой стабильности генерируемой частоты влияние LC-контура на фазовую характеристику колебательной сис-

AnyScanner

темы следует минимизировать, ограничивая его добротность в разумных пределах. Поскольку добротность кварцевого резонатора на несколько порядков выше добротности любого LC-контура, частоту колебаний КАГ в основном определяет КР. Но при высоких требованиях к стабильности частоты генерации добротность LC-контура, особенно явно нестабильного, следует ограничить величиной ~ 10.

2. Поскольку LC-контур, хотя и слабо, но влияет на частоту генерации кварцевого автогенератора, это можно использовать для управления частотой КАГ в пределах, определяемых соотношением $C_{кв}/C_0$. В этих условиях добротность перестраиваемого LC-контура, наоборот, следует увеличивать при необходимости расширить пределы управления частотой КАГ. Разумеется, при этом будет снижаться стабильность частоты.

Так как в настоящем пособии рассматриваются только малокаскадные передатчики, то необходимо раскрыть энергетические возможности различных схем кварцевого автогенератора и сравнить их по мощности. Очевидно, чем меньше число каскадов, тем мощнее должен быть возбудитель при заданной мощности передатчика.

В любой из схем, представленной на рис. 2.2, самый большой ток — контурный, самый малый — базовый. Ток эмиттера имеет промежуточное значение. Если полагать, что во всех схемах токи, проходящие через кварцевый резонатор (и соответственно мощность, рассеиваемая на нем), одинаковы, то очевидно, что самые малые коллекторные токи должны быть в схемах 1, 2 и 3. Самый большой коллекторный ток — в схеме 6. Промежуточные значения имеют коллекторные токи в схемах 4 и 5. Очевидно также, что максимальная полезная мощность, которую можно получить от генератора, примерно пропорциональна току коллектора (при одинаковой амплитуде напряжения коллектор-эмиттер), за вычетом тока, затрачиваемого на возбуждение транзистора и другие потери (потери в резисторах r в схеме 4 и R в схеме 3). Отсюда следует, что потенциально, при равной мощности на КР, самые маломощные генераторы — 1, 2 и 3, самый мощный — 6. Он же — самый нестабильный по частоте. Это объясняется тем, что в нем последовательно с кварцевым резонатором включено относительно большое в сравнении с $r_{кв}$ входное сопротивление база-эмиттер, снижающее добротность цепи кварца и крутизну ее фазовой характеристики. Кварцевый автогенератор, выполненный по схеме 4, при $r \to \infty$ становится равным по мощности кварцевому автогенератору, выполненному по схеме 6 (см. рис. 2.2, *е*). При снижении r его мощность падает, но растет ста-

бильность частоты. В схеме 5 последовательно с кварцевым резонатором включено гораздо меньшее входное сопротивление транзистора эмиттер-база, поэтому стабильность частоты здесь довольно высокая, но достижимая мощность меньше, чем в схеме 6, однако на порядок больше, чем в схемах 1—3. Схемы 1—3 рекомендуются в тех случаях, когда на первое место ставится стабильность частоты.

Мощность, которую можно получить от КАГ, зависит не только от его схемы, но и от схемы связи с ним. Чем слабее связь с нагрузкой, тем меньше влияние нестабильности нагрузки на частоту КАГ, но тем меньше и передаваемая в нагрузку мощность. Для уменьшения связи кварцевого автогенератора с нестабильной нагрузкой иногда используются либо аттенюаторы — Г-, Т- или П-образные четырехполюсники, состоящие из двух-трех резисторов, либо резистор, включаемый параллельно нагрузке или шунтирующий контур КАГ. Такой резистор называется балластным. Аттенюаторы и балластные резисторы стабилизируют нагрузку на КАГ и частоту генерации ценой поглощения части мощности КАГ.

Введение аттенюатора или балласта между КАГ и следующим каскадом является средством ослабления их связи, или развязки, которая тем сильнее, чем больше вносимые потери. Максимальная мощность от КАГ в полезную нагрузку может быть передана только в том случае, если цепь связи представляет собой трансформатор без потерь, составленный из реактивных элементов (LC-цепь или магнитно-связанные индуктивности). Однако развязки в этом случае нет, дестабилизирующее действие нагрузки на частоту КАГ максимально.

Обратимся к примерам схем кварцевых возбудителей УКВ-передатчиков, созданных в 1960—70-х гг. На них легко проследить многие принципы, сохраняющие свое значение и в настоящее время.

Сначала рассмотрим группу схем 1—3, объединяющую относительно маломощные, но более стабильные по частоте кварцевые автогенераторы (рис. 2.3—2.5).

1. Безындуктивный осцилляторный кварцевый автогенератор с непосредственной частотной модуляцией (вариант схемы рис. 2.2, а с управлением частотой)

Кварцевый автогенератор работает на частоте 18,75 МГц. Это пример возбудителя, в котором принят ряд мер для стабилизации частоты (см. рис. 2.3).

Схема КАГ не содержит контурных катушек и дросселей, что практически гарантирует отсутствие «некварцованных» частот само-

AnyScanner

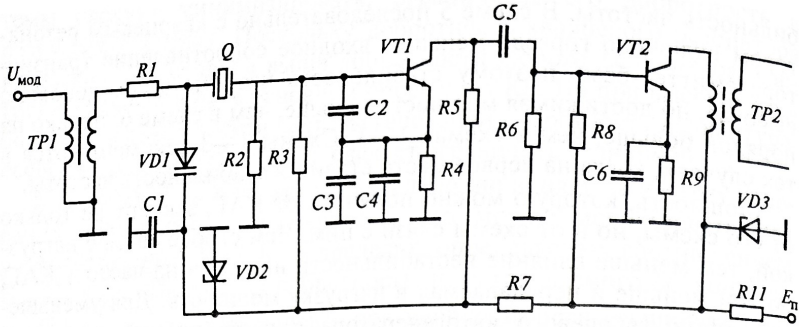


Рис. 2.3. Возбудитель на кварцевом автогенераторе по осцилляторной схеме с непосредственной частотной модуляцией

возбуждения. Стабильные емкости трехточки *C2*, *C3*, влияющие на частоту генерации, благодаря невысокой частоте КАГ оказываются гораздо больше нестабильных паразитных емкостей транзистора. Питающее напряжение на варикап и КАГ дает двухступенчатый стабилизатор напряжения на стабилитронах *VD2*, *VD3*. Используется буферный усилитель, работающий в режиме без отсечки. Такой режим дает более стабильное входное сопротивление усилителя (угол θ всегда равен 180°). Приняты меры для снижения температурной нестабильности частоты: кварц вместе с варикапом помещен в термостат; в контур трехточки введена термокомпенсирующая емкость *C4*; у неработающего передатчика не снимается питание возбудителя, что способствует устранению выбега частоты после начала работы.

2.Кварцевый автогенератор, нагруженный на утроитель частоты

Кварцевый автогенератор возбудителя для подвижных и стационарных АМ-передатчиков мощностью от 7 до 30 Вт с рабочей частотой около 170 МГц показан на рис. 2.4. Разработка фирмы Mullard конца 1960-х гг. Возбудитель работает на частоте 56,93 МГц, на третьей механической гармонике кварцевого резонатора. Для АМ-передатчика технически было возможно использование КАГ, работающего непосредственно на выходной частоте передатчика 170 МГц, но потребовался бы кварц с большим номером механической гармоники, более дорогой и менее стойкий к возможным воздействиям. Предпочтительным оказалось использование кварцевого автогенератора с рабочей частотой 56,93 МГц с утроителем частоты на транзисторе *VT2*.

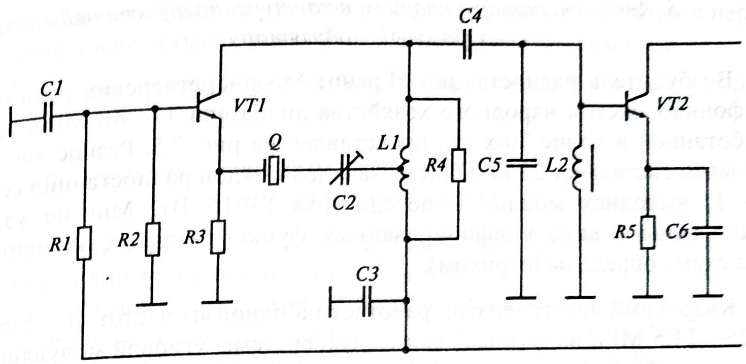


Рис. 2.4. Возбудитель АМ-передатчика:
R1 = 5,6 к; *R2* = 1,8 к; *R3* = 470 Ом; *R4* = 2,2 к; *R5* = 47 Ом; *C1* = 1,8 нФ; *C2* = 4—60 пФ; *C3* = 1,8 нФ; *C4* = 10 пФ; *C5* = 27 пФ; *C6* = 22 нФ. Режим КАГ: $E_{кэ}$ = 7,9 В; $I_к$ = 4,4 мА. Режим УЧ: $E_{кэ}$ = 9,4 В; $I_к$ = 13 мА

Для кварцевого автогенератора выбран транзистор BF115 с относительно низкими емкостями. Это уменьшает разброс частоты при смене экземпляров транзистора и вероятность засорения спектра параметрическими явлениями, вызванными нелинейностью емкостей переходов.

Для ослабления влияния утроителя на частоту генерации в выходную цепь КАГ включена балластная нагрузка *R4*, шунтирующая *LC*-контур КАГ. Снижение добротности контура *L1*, *C4*, *C5* введением резистора *R4*, кроме того, расширяя полосу пропускания контура, делает его настройку некритичной и позволяет обойтись нерегулируемыми элементами *L1*, *C4*, *C5*, несмотря на наличие экземплярного разброса их параметров.

Контурные емкости *C4*, *C5* образуют емкостной трансформатор связи с утроителем. Последовательно с кварцевым резонатором включен триммер 10—100 пФ, обеспечивающий точную настройку. Изменение его емкости от 10 до 100 пФ меняет частоту генерации в пределах 3 кГц. Кварцы QX3000 гарантируют допуск по частоте менее $20 \cdot 10^{-6}$ и уход частоты менее $\pm 10 \cdot 10^{-6}$ при изменении температуры от –20 до +70 °С.

AnyScanner

3. Автогенератор с кварцем в контуре, нагруженный на фазовый модулятор

Возбудитель радиостанции «Гранит-М» диспетчерских радиотелефонных систем народного хозяйства диапазона 33—46 МГц, разработанной в конце 70-х гг., представлен на рис. 2.5. Разнос частот каналов составляет 25 кГц, число каналов каждой радиостанции сети — 1, выходная мощность передатчика 8—15 Вт. Многие узлы выполнены в виде унифицированных функциональных элементов (на схеме обведены штрихом).

Кварцевый автогенератор работает на одной из частот диапазона 8,25—11,5 МГц на фазовый модулятор системы угловой модуляции. Кварцевый автогенератор дает напряжение 0,3—0,6 В эфф, модулятор получает НЧ сигнал 0,8 В эфф, на вход усилителя-ограничителя У-О из-за потерь аттенюаторов доходит ФМ-сигнал напряжением 20—50 мВ эфф.

Возбудитель имеет погрешность установки частоты передатчика не хуже $\pm 6 \cdot 10^{-6}$, нестабильность частоты не превышает $\pm 40 \cdot 10^{-6}$,

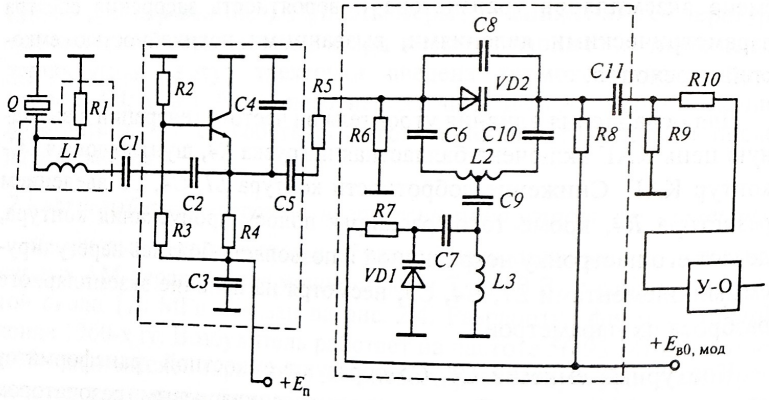


Рис. 2.5. Возбудитель радиостанции «Гранит-М» с угловой модуляцией:
R1 = 2,2 к; *R2* = 15 к; *R3* = 15 к; *R4* = 1,8 к; *R5* = 100 Ом; *R6* = 820 Ом; *R7* = 15 к; *R8* = = 15 к; *R9* = 820 Ом; *R10* = 820 Ом; *R11* ~ 500 Ом; *C1* = 68 пФ; *C2* = 510 пФ; *C3* = = 0,01 мкф; *C4* = 200 пФ; *C5* = 47 пФ; *C6* = 47 пФ; *C7* = 33 пФ; *C8* = 6,2 пФ; *C9* = 15 пФ; *C10* = 47 пФ; *C11* = 1000 пФ. Варикапы *VD1*, *VD2* — типа КВ102В; транзистор *VT* — П416Б; *R5*, *R6* — Г-образный аттенюатор; развязывающий КАГ и ФМ; У-О — усилитель-ограничитель

максимальная девиация частоты ±1,5 кгц (по выходной частоте передатчика после четырех кратного умножения частоты ±6 кгц).

Подробно принцип действия, свойства и расчет подобного ФМ изложены в пособии [16].

4. Автогенератор с кварцевым резонатором в цепи базы, нагруженный на каскад класса С

Кварцевый автогенератор, представленный на рис. 2.6, — потенциально один из самых мощных (см. рис. 2.2, *е*, вариант схемы 6). Однако балластный резистор *R4*, уменьшающий дестабилизирующее влияние нестабильности входного сопротивления *VT2* на частоту и режим КАГ, поглощает значительную часть мощности КАГ. Наличием и назначением балластного резистора схема сходна со схемой, приведенной рис. 2.4, но кварцевый автогенератор здесь потенциально мощнее, а стабильность частоты ниже.

Каскад на *VT2* (усилитель или умножитель частоты), имея нулевое внешнее смещение, работает в режиме с отсечкой тока. С целью ослабить его влияние на кварцевый автогенератор включен резистор *R4*, шунтирующий вход *VT2*.

Следующие схемы (5—7) характеризуются сравнительно мощными кварцевыми автогенераторами, работающими на нелинейный вход следующего каскада без какой-либо развязки, чем достигается увеличение полезной мощности КАГ ценой снижения стабильности частоты (рис. 2.7—2.9).

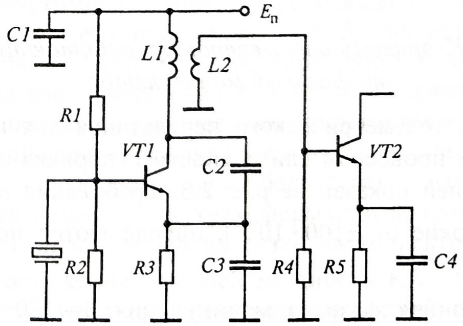


Рис. 2.6. Кварцевый автогенератор, работающий на каскад класса С (усилитель или умножитель частоты с малым углом отсечки)

AnyScanner

5. Кварцевый автогенератор, нагруженный на усилитель мощности класса С

Возбудитель передатчика любительского диапазона 144 МГц с амплитудной модуляцией, мощностью в режиме молчания 3,5 Вт предназначен для подвижных и стационарных применений [17]. Сведений о стабильности частоты нет. КАГ работает на частоте 72 МГц непосредственно на усилитель, находящийся в режиме с отсечкой при нулевом смещении. КАГ является вариантом схемы 5, приведенной на рис. 2.2, *д*, в виде индуктивной трехточки. Судя по напряжению питания КАГ (8,6 В) и току коллектора (3,5 мА), полезная мощность кварцевого автогенератора может быть ~ 10 мВт (рис. 2.7).

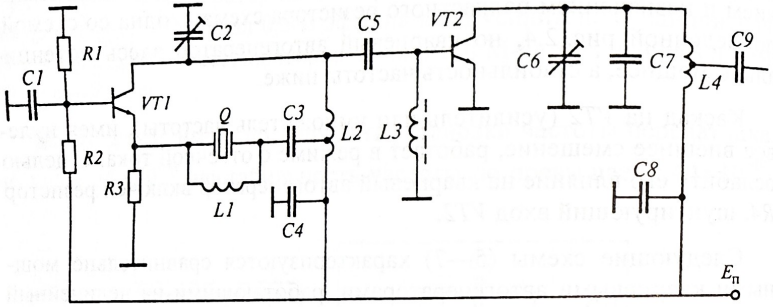


Рис. 2.7. Кварцевый автогенератор любительского передатчика:
R2 = 8,2 к; *R1* = 3,9 к; *R3* = 470 Ом; *C1* = 470 пФ; *C2* = 6—25 пФ; *C3* = 1 нФ; *C4* = 470 пФ; *C5* = 3,3 пФ; *C6* = 6—25 пФ; *C7* = 27 пФ; *C8* = 470 пФ; *C9* = 3—30 пФ. Транзисторы 2N918 (аналог КТ368А)

6. Кварцевый автогенератор, работающий на фазовый манипулятор

Возбудитель телеметрического передатчика для наблюдения за быстротекущим процессом длительностью (порядка секунд) с фазовой манипуляцией показан на рис. 2.8. Требования к стабильности частоты невысокие (~ $\pm 100 \cdot 10^{-6}$), определяются полосой захвата приемника.

Двухпозиционная фазовая манипуляция 0—180 градусов осуществляется электронным ключом, поочередно открывающим диоды *VD2*, *VD3*.

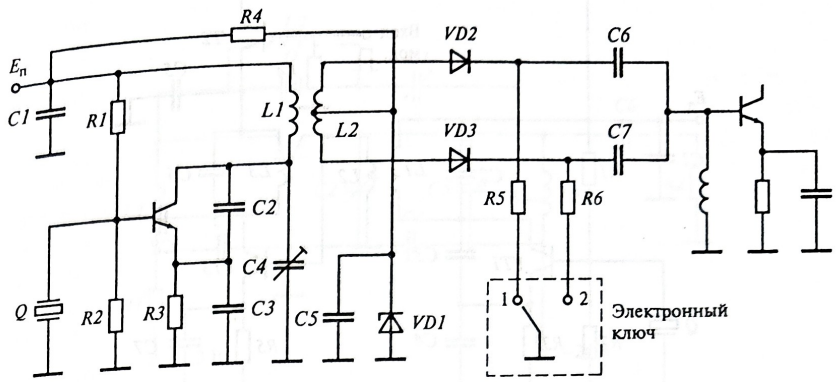


Рис. 2.8. Возбудитель фазоманипулированных колебаний 200 МГц трехкаскадного телеметрического передатчика мощностью 1 Вт:
R1, *R2* = 2,7 к; *R3* = 560 + 180 Ом; *R4* = 390 Ом; *VD1* — 2С175Ж; *VD2*, *VD3* — 2ДС523В; *VT* — 2Т371А; *R5*, *R6* = 820 Ом; *C1* = 620 пФ; *C2* = 3,9 пФ; *C3* = 11 пФ; *C4* = 2—10 пФ; *C5* = 100 пФ; *C6*, *C7* = 51 пФ

7. Кварцевый автогенератор, нагруженный на манипулируемый удвоитель частоты

Амплитудная манипуляция используется в простых системах радиоуправления (рис. 2.9).

Далее представлен ряд кварцевых автогенераторов, отличающихся значительной выходной мощностью. Необходимость ограничения мощности рассеяния на кварцевом резонаторе означает ограничение допустимого тока, проходящего через КР, и пропорционального ему тока коллектора. В этих условиях повысить мощность первой гармоники, развиваемую транзистором КАГ, можно лишь за счет увеличения амплитуды напряжения на коллекторе, что достигается использованием относительно высоких питающих напряжений (десятки вольт вместо единиц вольт в предыдущих схемах). Здесь также отсутствуют балластные нагрузки с их потерями и имеется возможность трансформации сопротивления полезной нагрузки в оптимальную нагрузку на коллектор $R_к$. В особых случаях для достижения большей мощности КАГ ценой снижения стабильности частоты и ухудшения спектра колебаний в ограниченном интервале времени не исключен и режим «форсирования» мощности на КР со значительным превышением паспортной.

AnyScanner

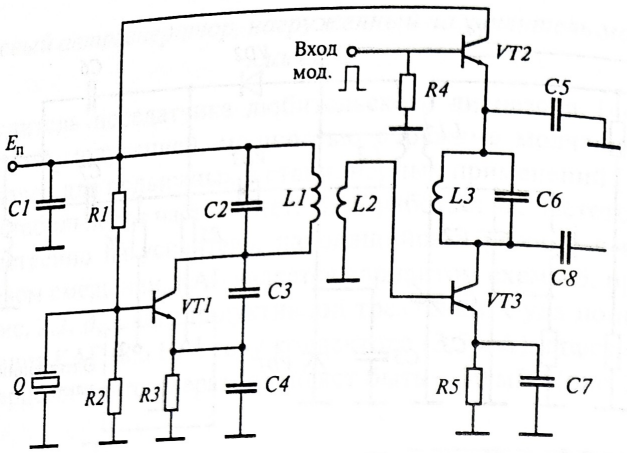


Рис. 2.9. Кварцевый автогенератор и удвоитель частоты трехкаскадного передатчика с импульсной манипуляцией на коллектор удвоителя:

VT1 — КТ368; *VT3* — КТ610; *R1* = 8,2 к; *R2* = 3,6 к; *R3* = 240 Ом; *R4* = 10 к; *R5* = 2 Ом; *C1* = 0,01 мкФ; *C2* = 22 пФ; *C3* = 22 пФ; *C4* = 62 пФ; *C5* = 10 нФ; *C6* = 27 пФ; *C8* = = 18 пФ; *L1* = 153 нГ; *L3* = 26 нГ. Постоянный ток коллектора КАГ — 10 мА, удвоителя — 55 мА. Кварц работает на частоте 72 МГц. *C5* — конденсатор высокочастотной блокировки удвоителя. *L3*, *C6*, *C8* — фрагмент колебательной цепи удвоителя. Эмиттерный повторитель на *VT2* усиливает по току относительно слаботочный манипулирующий сигнал

8. Кварцевый автогенератор спутникового телеметрического передатчика

Кварцевый автогенератор с частотой 108 МГц телеметрических передатчиков спутников «Авангард» и «Эксплорер» показан на рис. 2.10.

Кварцевый резонатор работает на пятой механической гармонике. КПД генератора составляет 30—35 %, полезная мощность 15—30 мВт. При постоянной нагрузке и температуре нестабильность за 10 мин составляет $\pm 1 \cdot 10^{-8}$ (этого, например, достаточно, пока спутник находится в зоне видимости наземной станции). Однако генератор может давать до 100 мВт при КПД 40—45 %.

Схема представляет собой индуктивную трехточку — вариант схемы 5, изображенной на рис. 2.2, *д*. Заметим, что такой кварцевый автогенератор мог представлять собой однокаскадный спутниковый передатчик, мощность его вполне достаточна для приема сигнала наземной станцией с околоземной орбиты в пределах прямой видимости.

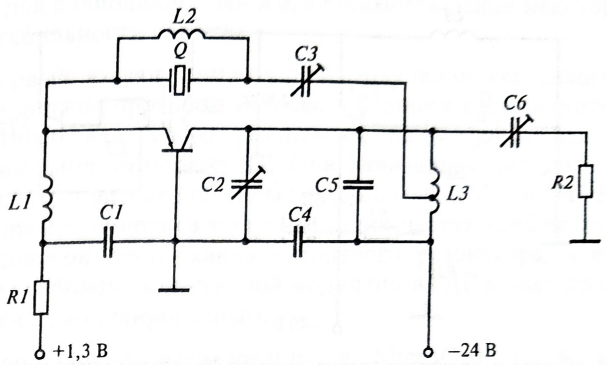


Рис. 2.10. Кварцевый автогенератор бортового передатчика спутниковой телеметрической системы:

R1 = 150 Ом; *R2* = 50 Ом (полезная нагрузка); *C1* = 100 пФ; *C2* = 0,5—8 пФ; *C3* = 6—40 пФ; *C4* = 470 пФ; *C5* = 22 пФ; *C6* = 0,5—8 пФ (трансформирует низкоомное *R2* в высокоомное $R_к$). Дроссель *L1* = 2,7 мкГн; компенсатор емкости кварцедержателя *L2* = = 0,33 мкГн; транзистор 2N1195

9. Кварцевый автогенератор, нагруженный на усилитель мощности, модулируемый по амплитуде

Трехкаскадный АМ-передатчик [19] диапазона 25—35 МГц мощностью 20 Вт в режиме молчания был построен в 1965 г. с целью показать возможность и перспективы выполнения радиопередающих устройств на транзисторах в условиях крайне узкой тогда номенклатуры транзисторов нужного диапазона частот и мощностей. По-видимому, это вынудило во всех каскадах использовать транзистор одного типа, и при довольно малом усилении мощности на каскад (от 9 до 6) кварцевый автогенератор, приведенный на рис. 2.11, выдал мощность 400 мВт. Ранее такого порядка мощности давали лишь ламповые кварцевые автогенераторы, питаемые напряжением в сотни вольт.

Возникает вопрос, связанный с этим КАГ, — какова мощность рассеяния на кварцевом резонаторе (она, несомненно, гораздо больше допустимых для нынешних КР этого диапазона частот — одного-двух мВт) и как кварцевый резонатор ее выдерживает? Оценочный расчет по сводке формул главы 3 показывает, что $P_{кв}$ здесь должна составлять от десятков до сотен мВт. Согласно [11] более массивные кварцевые резонаторы прежних конструкций могли иметь допустимую при длительной работе мощность до 20 мВт, а

AnyScanner

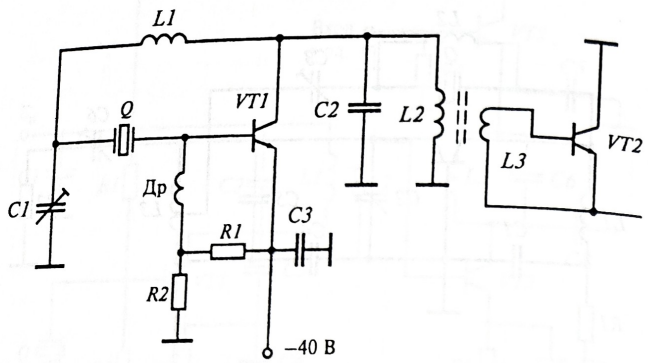


Рис. 2.11. Возбудитель опытного трехкаскадного 20-ваттного передатчика:
R1 = 100 Ом; *R2* = 3,9 кОм; $L_{др}$ = 200 мкГн; *C3* = 0,033 мкФ. Мощность КАГ 400 мВт, КПД ~ 25 %. Катушки по шесть витков диаметром 8 мм

выдерживать без катастрофического отказа могли, по-видимому, значительно большую мощность. Рекомендовать в настоящее время подобные режимы нынешних КР в аппаратуре, предназначенной для длительной надежной работы, невозможно.

10. Кварцевый автогенератор, модулируемый по амплитуде

Число каскадов передатчика снижено до двух, и принято неординарное решение: модулируется по амплитуде кварцевый генератор. В данном случае такое решение можно объяснить коммерческим стремлением предельно снизить количество деталей, размер пере-

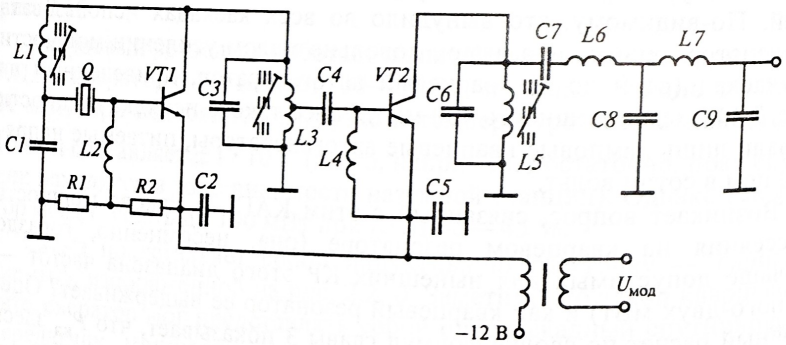


Рис. 2.12. АМ-передатчик диапазона 28 МГц, 2.5 Вт фирмы Motorola:
C1 = 300 пФ; *C2* = 0,01 мкФ; *C3* = 225 пФ; *C4* = 0,01 мкФ; *C5* = 0,01 мкФ; *C6* = 180 пФ; *C7* = 0,01 мкФ; *R1* = 12 кОм; *R2* = 750 Ом; *L4* = 18 мкГн

датчика для радиолюбителей и его стоимость ценой некоторого снижения стабильности частоты.

На первый взгляд, амплитудной модуляции кварцевого автогенератора должна противодействовать большая инерционность высокодобротного кварцевого резонатора, не допускающая быстрых изменений амплитуды тока КР. При ближайшем рассмотрении оказывается, что при определенных ограничениях формы модулирующего напряжения полоса модулирующих частот вообще не лимитирована полосой пропускания кварцевого резонатора, а его ток в процессе глубокой амплитудной модуляции КАГ может практически оставаться немодулированным.

Как показывает исследование в MicroCap, приведенное на рис. 2.13, в кварцевом автогенераторе, представленном на рис. 2.12, происходит глубокая комбинированная амплитудная модуляция (главным образом модуляция базовым смещением, изменяющая амп-

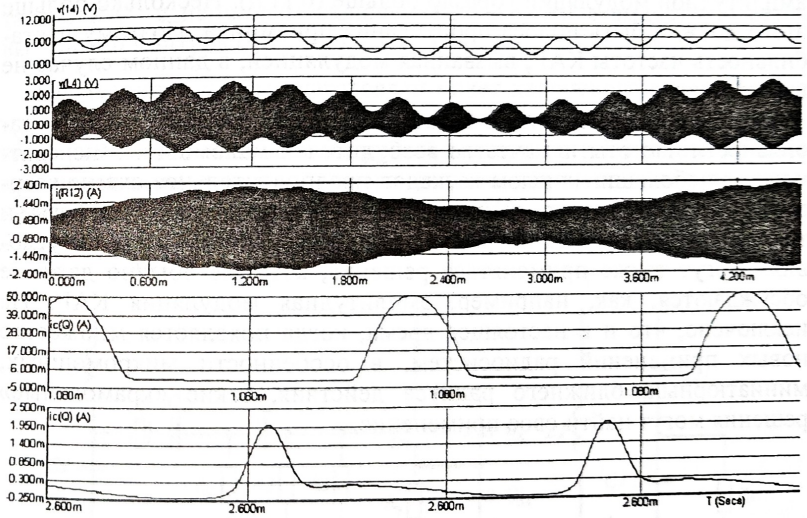


Рис. 2.13. Моделирование процессов в кварцевом автогенераторе, представленном на рис. 2.12, при глубокой амплитудной модуляции:
На первой дорожке изображено двухчастотное модулирующее напряжение (300 и 3000 Гц с одинаковой амплитудой), на второй — выходное напряжение КАГ без заметных частотных и нелинейных искажений, с глубиной модуляции около 100 %, на третьей — ток КР, на четвертой и пятой — импульсы коллекторного тока в максимуме и минимуме модуляции

AnyScanner

литуду тока первой гармоники изменением угла отсечки и высоты импульса коллекторного тока) в недонапряженном режиме с отсутствием значительных нелинейных и частотных искажений в широкой полосе модулирующих частот. Глубина модуляции тока через кварцевый резонатор меньше глубины модуляции выходного напряжения кварцевого автогенератора.

В подобной схеме при модулирующей частоте на несколько порядков большей полосы пропускания кварцевого резонатора, и глубине модуляции выходного напряжения кварцевого автогенератора, близкой к 100 %, ток через КР практически не модулирован.

Разумеется, этой амплитудной модуляции сопутствует паразитная угловая модуляция, но АМ-приемник к ней нечувствителен. Несущая частота передатчика в процессе модуляции находится в пределах полосы кварцевого резонатора (в данном случае порядка сотен Гц, или приблизительно $\pm 1 \cdot 10^{-5}$). Ширина же полезной части спектра стандартного телефонного канала при обычной двухполосной амплитудной модуляции гораздо больше (6 кГц). Несколько больше этого должна быть полоса пропускания приемника. Поэтому нестабильность частоты КАГ, вызванная модуляцией, в данном случае не играет роли.

В условиях, когда экономичность и малые размеры важнее стабильности частоты, в качестве возбудителей маломощных передатчиков с небольшим числом каскадов предпочтительнее схемы кварцевого автогенератора с кварцевым резонатором в цепи базы и трансформирующим контуром на выходе генератора. В этих условиях могут также применяться решения, которые обычно даже не обсуждаются, как, например, амплитудная модуляция КАГ. Не исключено, что и в настоящее время, когда появляется множество новых применений радиосистем, в особенности микромощных, миниатюрных, ближнего радиуса действия, такие «крамольные» решения могут найти свое применение.

Глава 3

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА С КВАРЦЕВЫМ РЕЗОНАТОРОМ В ЦЕПИ БАЗЫ

3.1. Расчет режима транзистора

В предыдущей главе было показано, что в тех случаях, когда от кварцевого автогенератора требуется значительная мощность, применяются схемы с кварцевым резонатором в цепи базы и выходным трансформирующим контуром (см. рис. 2.9—2.11). В настоящей главе предложены порядок и численный пример расчета варианта такого КАГ с неполным включением нагрузки в емкостную ветвь выходного контура (рис. 3.1).

Предварительно был изготовлен макет кварцевого генератора на транзисторе КТ312Б и кварцевом резонаторе РК45 с рабочей частотой $f = 29$ МГц и выполнен натурный эксперимент. Исходные данные для приводимого ниже примера расчета взяты из этого эксперимента. На рабочей частоте резонатор РК45 имеет $r_{кв} = 80$ Ом, $C_0 = 2{,}6$ пФ, $C_{кв} = 0{,}0011$ пФ (прил. 3).

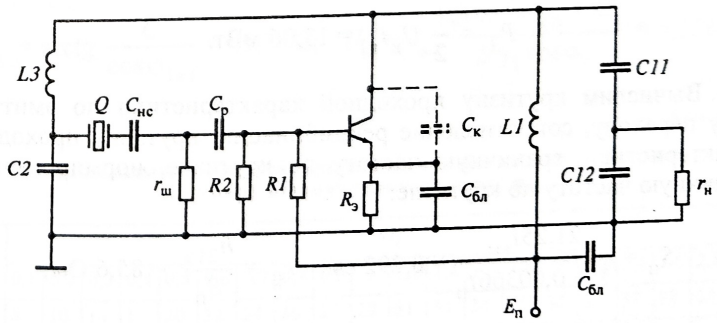


Рис. 3.1. Принципиальная схема одного из вариантов кварцевого автогенератора с кварцем в цепи базы

Расчет кварцевого генератора по схеме рис. 3.1 начнем с расчета режима транзистора.

1. Зададим следующие параметры режима транзистора: высота импульса коллекторного тока $i_{км}$ = 15 мА; остаточное напряжение на коллекторе $e_{к\ ост}$ = 2 В; постоянное напряжение коллектор-эмиттер $E_{кэ}$ = 6 В, угол отсечки коллекторного тока θ = 70°, температура кристалла транзистора $t_п$ = 25 °С. Параметры полигональной модели транзистора $f_т$ = 0,279 ГГц, $r_б$ = 87 Ом, $C_{ка}$ = 0,0016 нФ, $C_{кп}$ = = 0,0027 нФ, $h_{21э}$ = 25, U' = 0,7 В. Емкость запертого эмиттерного перехода $C_э$ = 0,02 нФ.

2. Рассчитаем коэффициенты разложения для импульса коллекторного тока, учитывая, что его форма близка к косинусоидальной:

$$\gamma_1 = \theta/180 - (\sin 2)/2\pi = 0{,}286,\ \gamma_0 = \sin\theta/\pi - \theta\cos\theta/180 = 0{,}166,$$

2θ

$$\cos\theta = 0{,}342.$$

3. Определим амплитуду первой гармоники коллекторного тока, постоянную составляющую тока коллектора, амплитуду напряжения на коллекторе, сопротивление коллекторной нагрузки, колебательную мощность первой гармоники:

$$I_{к1} = \frac{i_{км}}{1-\cos\theta}\gamma_1 = 6{,}53\ \text{мА};\quad I_к = \frac{i_{км}}{1-\cos\theta}\gamma_0 = 3{,}78\ \text{мА};$$

$$U_к = E_{кэ} - e_{к\ ост} = 4\ \text{В};\quad R_к = U_к/I_{к1} = 612\ \text{Ом};$$

$$P_1 = \frac{1}{2}U_к I_{к1} = 13{,}06\ \text{мВт}.$$

4. Вычислим крутизну проходной характеристики по эмиттерному переходу, сопротивление рекомбинации, крутизну проходной характеристики, граничную частоту по крутизне, нормированную граничную частоту по крутизне:

$$S_п = \frac{21{,}25 i_{км}}{1 + 0{,}00366 t_п} = 0{,}292\ \text{см};\quad r_\beta = \frac{h_{21э}}{S_п} = 85{,}6\ \text{Ом};$$

$$S = \frac{h_{21э}}{r_б + r_\beta} = 0{,}144\ \text{см};\quad f_s = \frac{f_т}{S r_б} = 22{,}14\ \text{МГц};\ \Omega_s = f/f_s = 1{,}31.$$

5. Рассчитаем угловые параметры запаздывания коллекторного тока в режиме без отсечки тока и короткозамкнутом коллекторе

$$\cos\varphi_s = 1/\sqrt{1+\Omega_s^2} = 0{,}606;\quad \sin\varphi_s = \Omega_s\cos\varphi_s = 0{,}794;$$

$$\varphi_s = 52{,}6\ \text{градус}.$$

6. Находим в табл. 3.1 угол запаздывания $\varphi_{1кз}$ первой гармоники импульса коллекторного тока при короткозамкнутом коллекторе в режиме с отсечкой. При Ω_s = 1,3, γ_1 = 0,286 интерполяция дает $\varphi_{1кз}$ = = 35°.

7. Введем обозначения:

$$C = \sin\varphi_{1кз} + \omega_т C_{ка} R_{к1}\gamma_1\sin\varphi_s = 0{,}964;$$

$$B = C + \omega_т\sin\varphi_s\frac{r_б C_{кп} R_к - L_э}{r_б + \omega_т L_э} = 3{,}268$$

(в данном примере согласно принятой модели транзистора полагаем $L_э$ = 0),

$$D = \cos\varphi_{1кз} - \frac{r_\beta\cos\varphi_s}{r_б + r_\beta} = 0{,}518.$$

Определим угол запаздывания первой гармоники коллекторного тока с учетом коллекторной нагрузки, амплитуду напряжения на базе, активную и реактивную составляющие входной проводимости транзистора:

$$\varphi_{1н} = \operatorname{arctg}\frac{C}{\cos\varphi_{1кз}} = 49{,}7\ °\text{С};\quad U_в = I_{к1}\frac{\sqrt{\cos^2\varphi_{1кз} + C^2}}{S\gamma_1\cos\varphi_s} = 0{,}328\ \text{В};$$

Таблица 3.1

Угол запаздывания первой гармоники импульса коллекторного тока при короткозамкнутом коллекторе $\varphi_{1кз}$

γ_1	Ω_s																			
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3
0,196	5	10	14	17	20	22	24	26	27	29	31	33	34	35	36	37	37	38	38	38
0,286	5	10	14	18	21	24	26	28	30	31	34	36	37	39	40	40	41	42	42	43
0,390	5	10	15	19	22	25	28	30	32	34	36	39	41	42	43	44	45	46	47	47

AnyScanner

$$G_{вх1} = \frac{(\cos\varphi_{1кз}D + BC)\gamma_1}{r_б(\cos^2\varphi_{1кз} + C^2)} = 0{,}0073 \text{ См};$$

$$B_{вх1} \approx \frac{(\cos\varphi_{1кз}B - DC)\gamma_1}{r_б(\cos^2\varphi_{1кз} + C^2)} + \frac{1-\gamma_1}{\omega C_э} = 0{,}0071 \text{ См}.$$

8. Рассчитаем мощность возбуждения и рассеяния на транзисторе:

$$P_{в1} = \frac{1}{2}U_в^2 G_{вх1} = 0{,}39 \text{ мВт}; \quad P_{расс} = E_{кэ}I_к - P_1 + P_{в1} = 10 \text{ мВт};$$

ток базы $\dot{I}_{в1} = U_в(G_{вх1} + jB_{вх1}) = 2{,}41 + j\,2{,}32$ мА и его модуль

$$I_{в1} = U_в\sqrt{G_{вх1}^2 + B_{вх1}^2} = 3{,}35 \text{ мА}.$$

3.2. Расчет колебательной системы генератора

Сделать наглядными амплитудно-фазовые соотношения токов и напряжений в генераторе, работающем на относительно высоких частотах, позволяют векторные диаграммы. Для их построения используем эквивалентную схему генератора, показанную на рис. 3.2. На рисунке $R_{кв}$, $X_{кв\ н}$ — эквивалент сопротивления кварцевого резонатора на частоте последовательного резонанса с учетом емкости кварцедержателя C_0 и подстроечной емкости $C_{настр}$. Заметим, что далеко не во всех применениях кварцевого автогенератора требуется подстройка частоты. Тогда $C_{настр}$ не ставится, и в расчете полагаем $C_{настр} \to \infty$. Если более точная подстройка на заданную

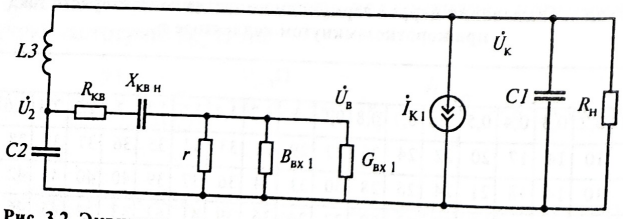


Рис. 3.2. Эквивалентная схема генератора с кварцем в цепи базы

частоту нужна (так как КР имеют некоторый допуск на резонансную частоту), то в качестве $C_{настр}$ нередко используют триммер с емкостью до ~ 60—100 пФ (например, КТ4-33, прил. 5). Однако в высокостабильных КАГ применение триммеров вообще не рекомендуется ввиду возможных необратимых изменений емкости после термоциклов или механических и других воздействий.

Эквивалент $R_{кв}$, $X_{кв\ н}$ получается в результате преобразования цепи кварцевого резонатора, представленного на рис. 3.3.

При резонансе в последовательной ветви эквивалентной схемы кварца (рис. 3.3, *а*) последовательный эквивалент цепи (рис. 3.3, *б*) имеет сопротивление

$$R_{кв} \cong r_{кв}; \quad X_{кв\ н} = -\omega C_0 r_{кв}^2 - 1/\omega C_н.$$

Чтобы сделать векторную диаграмму генератора менее громоздкой, сначала построим векторы, относящиеся к участку кварц — $C_{настр}$ — вход транзистора (рис. 3.4, *а*). Затем оставим в этой диаграмме только напряжение $\dot{U}_2$ и ток кварца $\dot{I}_{кв}$, разложенный на синфазную с $\dot{U}_2$ и квадратурную составляющие (рис. 3.4, *б*). Далее на рис. 3.5 построим диаграмму генератора по эквивалентной схеме, представленной на рис. 3.2, введя в нее $\dot{U}_2$ и $\dot{I}_{кв}$.

Введем сопротивление последовательной ветви кварца $r_{кв} = 50$ Ом, сопротивление $r = 50$ Ом, шунтирующее вход транзистора по переменному току, порядка $r_{кв}$. Меньшие значения r дают более стабильную частоту генерации, но снижают выходную мощность генератора (снижение r приводит к росту тока кварца; сохранить его на допустимом уровне можно, лишь уменьшая ток базы, а следовательно, и коллектора). Кроме того, чем меньше r, тем слабее влияние нелинейности входа транзистора и тем ближе напряжение на его входе к синусоидальному (ток КР имеет практически синусоидальную форму) и тем корректнее будет расчет.

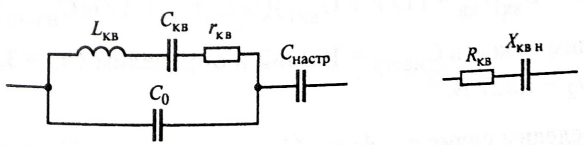


Рис. 3.3. Преобразование цепи кварцевого резонатора в последовательный эквивалент

AnyScanner

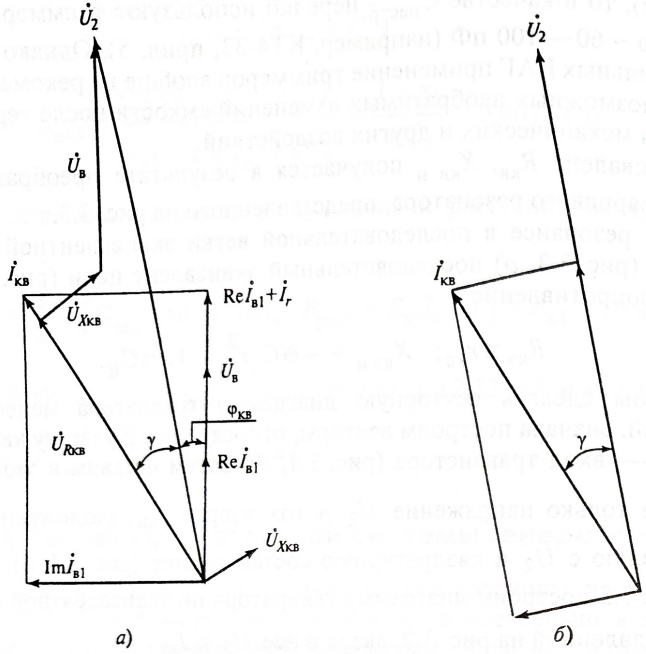


Рис. 3.4. Векторная диаграмма цепи кварц — вход транзистора

Согласно рис. 3.2 напряжение U_2 связано с напряжением $U_в$ соотношением

$$U_2 = U_в\sqrt{CC^2 + BB^2},$$

где

$$CC = 1 + (1/r + G_{вх1})r_{кв} + B_{вх1}(\omega C_0 r_{кв}^2 + 1/\omega C_{настр});$$

$$BB = B_{вх1}r_{кв} - (1/r + G_{вх1})(\omega C_0 r_{кв}^2 + 1/\omega C_{настр}).$$

9. Зададим емкость $C_{настр}$ = 100 пФ и определим CC = 3,598; BB = = –1,019, U_2 = 1,227 В.

10. Определим сдвиг $\varphi_{кв}$ фазы $\dot{U}_в$ относительно $\dot{U}_2$ за счет падения напряжения на $r_{кв}$, ток кварца, мощности рассеяния на кварце и

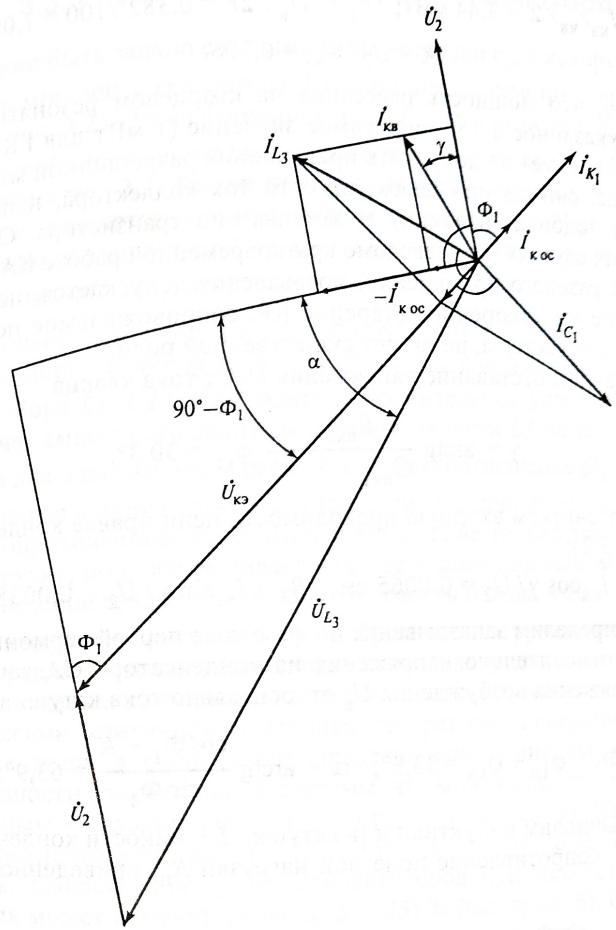


Рис. 3.5. Векторная диаграмма генератора по схеме, приведенной на рис. 3.2

шунте r, коэффициент обратной связи K:

$$\varphi_{кв} = \mathrm{arctg}\,\frac{BB}{CC} = -15{,}8°;$$

$$I_{кв} = U_в\sqrt{(G_{вх1} + 1/r)^2 + B_{вх1}^2} = 9{,}27\ \text{мА};$$

$$P_{кв} = I_{кв}^2 r_{кв}/2 = 3{,}44 \text{ мВт}; \quad P_r = U_в^2/2r = 0{,}382^2/100 = 1{,}08 \text{ мВт};$$

$$K = U_2/U_{кэ} = 0{,}306.$$

Видно, что мощность рассеяния на кварцевом резонаторе превзошла указанное в ТУ допустимое значение (1 мВт для РК45). Как правило, следует не допускать превышения разрешенной мощности на кварце, снижая при необходимости ток коллектора, напряжение питания, подбирая величину r, заменяя тип транзистора. Однако в отдельных случаях (при заведомо кратковременной работе КАГ, в устройствах разового применения) превышение допускается, поскольку вызванное им ускоренное старение КР, сопровождаемое повышенным уходом частоты, не играет существенной роли.

11. Найдем отставание напряжения U_2 от тока кварца

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{B_{вх1}}{G_{вх1} + 1/r} - \varphi_{кв} = 30{,}3°.$$

12. Рассчитаем входную проводимость цепи правее конденсатора *C2* (рис. 3.2):

$$G_2 = I_{кв}\cos\gamma / U_2 = 0{,}0065 \text{ см}, \quad B_2 = I_{кв}\sin\gamma / U_2 = 0{,}0038 \text{ см}.$$

13. Определим запаздывание по фазе тока первой гармоники коллектора относительно напряжения на конденсаторе *C2*, запаздывание напряжения возбуждения $U_в$ относительно тока катушки *L3*:

$$\Phi_1 = \varphi_{1н} + \varphi_{кв} = 33{,}9°; \quad \alpha = \operatorname{arctg} \frac{\cos\Phi_1 + K}{\sin\Phi_1} = 63{,}9°.$$

14. Вычислим индуктивность катушки *L3*, емкости конденсаторов *C1* и *C2*, сопротивление полезной нагрузки $R_н$, приведенное к коллектору:

$$L3 = \frac{\sin\Phi_1}{\omega G_2 K} = 1527 \text{ нГ}; \quad C1 = \frac{KG_2\sin(\alpha + \Phi_1)}{\omega\cos\alpha} = 24{,}7 \text{ пФ};$$

$$C2 = \frac{G_2 \operatorname{tg}\alpha - B_2}{\omega} = 52{,}1 \text{ пФ};$$

$$R_н = \frac{1}{\dfrac{1}{R_н} + \dfrac{KG_2\cos(\alpha + \Phi_1)}{\cos\alpha}} = 981 \text{ Ом}.$$

3.3. Расчет выходного трансформатора

Должно быть задано сопротивление нагрузки $r_н$, в которую нужно передать мощность генератора. Обычно оно низкое по сравнению с $R_н$ (см. рис. 3.2). Трансформацию $r_н$ в $R_н$ можно осуществить разными способами, один из них — емкостной делитель *C11*, *C12*, приведенный на рис. 3.1. Там же показана индуктивность *L1*, через которую подается постоянное напряжение на коллектор. Вместе с этой индуктивностью делитель *C11*, *C12* и нагрузка $r_н$ должны быть эквивалентом цепи *C1*, $R_н$, представленной на рис. 3.2.

Поскольку возможно множество сочетаний *L1*, *C11*, *C12*, трансформирующих заданное $r_н$ в требуемое $R_н$, следует для однозначности выбора *L1*, *C11*, *C12* задать дополнительное условие. Выполним расчет емкостного делителя и индуктивности *L1* на заданные $r_н$, $R_н$, *C1*, а для однозначности расчета зададим соотношение $Q_н = R_н/X_C$, оценивающее добротность выходной цепи, что даст ее характеристическое сопротивление. Заметим, что эта цепь не только трансформирует нагрузку, но и обеспечивает близкое к синусоидальному выходное напряжение генератора, если добротность близка к 10.

Рекомендуемые иногда значения добротности нагруженных *LC*-контуров порядка нескольких десятков в схемах кварцевого автогенератора с кварцевым резонатором в цепях обратной связи опасны: окажется весьма критичной настройка генератора. Генерация будет возможна лишь в очень узких пределах изменения емкости или индуктивности колебательной системы, что может сделать генератор ненадежным в условиях нестабильности этих элементов. Например, при добротности контура 30—50 его полоса пропускания составит ~3—2 %. Емкость контурных конденсаторов при некоторых воздействиях может изменяться на ±(15—25) % (см. прил. 5). Следовательно, узкая резонансная кривая контура может ходить относительно частоты кварцевого резонатора на ±(7,5—12,5) %, что вызовет срывы генерации (частота КР окажется вне полосы пропускания контура). При меньших изменениях контурных емкостей, не приводящих к срыву колебаний, возможно снижение стабильности амплитуды и частоты КАГ. Относительно высокодобротный, но нестабильный *LC*-контур, являющийся вторым контуром колебательной системы, участвуя в создании баланса фаз генератора, дестабилизирует частоту генерации тем сильнее, чем выше его добротность.

AnyScanner

Слишком малая добротность (единицы) также нежелательна: форма напряжений в генераторе становится существенно несинусоидальной. Иногда это неприемлемо для устройства, возбуждаемого генератором. Кроме того, наличие высших гармоник в напряжении возбуждения снижает стабильность частоты генерации.

15. Выберем в качестве компромиссного значение $Q_н = 10$. Тогда $X_C = R_н/Q_н = 98{,}1$ Ом. С учетом емкости коллектора требуемая индуктивность коллекторного контура определяется следующим образом:

$$L_1 = \frac{1}{\omega \dfrac{Q_н}{R_н} + \omega^2 (C_к - C_1)} = 849 \text{ нГ}.$$

16. Пусть $r_н = 100$ Ом. Обозначим $A = R_н \dfrac{X^2}{R_н^2 + X_C^2} = 9{,}72$ Ом и найдем сопротивления емкостного делителя и его емкости:

$$X_{11} = \frac{AR_н}{X_C} - \sqrt{(r_н - A)A} = 67{,}6 \text{ Ом}; \quad C_{11} = \frac{1}{\omega X_{11}} = 81{,}2 \text{ пФ};$$

$$X_{12} = r_н \sqrt{\frac{A}{r_н - A}} = 32{,}8 \text{ Ом}; \quad C_{12} = \frac{1}{\omega X_{12}} = 167{,}2 \text{ пФ}.$$

17. Определим мощность и напряжение на нагрузке $r_н$ (потери в контуре не учитываем):

$$P_н = P_1 - P_{в1} - P_{кв} - P_r = 8{,}15 \text{ мВт}; \quad U_н = \sqrt{2P_н r_н} = 1{,}28 \text{ В}.$$

3.4. Цепи подачи напряжений питания и смещения

18) Пусть задано напряжение питания $E_п = 8{,}5$ В. Ранее было выбрано постоянное напряжение $E_{кэ} = 6$ В. Отсюда вычислим сопротивление эмиттерного автосмещения

$$R_э = \frac{E_п - E_{кэ}}{I_к} = 660 \text{ Ом}.$$

19) Постоянный потенциал базы относительно земли определяется с помощью выражения

$$E_{б0} \cong E_п - E_{кэ} - U_в \cdot \cos\theta + U' = 3{,}077 \text{ В}.$$

20) Сопротивление r на эквивалентной схеме, приведенной на рис. 3.2, складывается в реальной схеме, изображенной на рис. 3.1, из параллельного соединения шунта $r_ш$, сопротивлений базового делителя $R1$ и $R2$. Сопротивление параллельного соединения резисторов базового делителя обозначим $R_{экв}$. Зададим $r_ш = 55$ Ом. Тогда

$$R_{экв} = r \cdot r_ш/(r_ш - r) = 550 \text{ Ом}.$$

21) Рассчитаем сопротивления базового делителя:

$$R1 = R_{экв} \cdot E_п/E_{б0} = 1519 \text{ Ом}; \quad R2 = R_{экв} \cdot E_п/(E_п - E_{б0}) = 862 \text{ Ом}.$$

22) Блокировочный конденсатор в цепи эмиттерного автосмещения.

Его назначение — обеспечить подавление обратной связи по переменному напряжению через цепь автосмещения. Условием этого является неравенство $I_{к1}/\omega C_{э\,бл} << U_в$. Практически можно выбрать

$$C_{э\,бл} = 100 \frac{I_{к1}}{\omega U_в} \approx 10 \text{ нФ}.$$

Заметим в заключение, что сравнительно длительный ввод подобной сводки формул в компьютер с тестированием (иногда часы) окупается при расчетах, особенно частых, практически мгновенным решением задачи. Получение результата методом моделирования занимает в среднем гораздо большее время. Иногда, в простых случаях, даже натурный эксперимент вместе с расчетом, изготовлением макета, его наладкой и настройкой оказывается быстрее компьютерного моделирования.

3.5. Моделирование кварцевого автогенератора на УКВ-транзисторе КТ312Б. Сравнение с формульным расчетом

Появление и доступность моделирующих программ дает возможность подтвердить (или не подтвердить) методики традиционного типа в виде сводок формул (подобно выше приведенной) для расчета сложных (нелинейных, инерционных) устройств. Обычно это мето-

AnyScanner

дики параметрического синтеза (т.е. расчета элементов и режима для заданной схемы). Решение задачи анализа, выполняемое традиционным способом — «ручным» составлением и решением системы дифференциальных уравнений, — гораздо труднее задачи синтеза, а часто и невозможно из-за математических проблем. Ввиду сложности объекта в таких методиках делается множество допущений, ряд из которых авторами даже не упоминается, т.е. делается «по умолчанию». Однако даже если задача синтеза решена корректно (без слишком грубых допущений), слабым местом методик синтеза нередко остается неуверенность в отсутствии непредусмотренных режимов (паразитных явлений). Единственным весомым способом доказать правильность расчета был натурный эксперимент. Однако очевидно, что из-за его трудоемкости такой эксперимент был выборочным, для одного или нескольких режимов устройства. Моделирующая программа позволяет оценить качество формульного расчета в заданном конкретном случае.

Схема-модель кварцевого автогенератора в окне MC8 показана на рис. 3.6. Запуск модели с расчетными элементами схемы дал режим с высотой импульса коллекторного тока около 10 мА при расчетном значении 15 мА. Для приближения к расчетному режиму емкость *C11* снижена на 5 %, сопротивление $R_э$ — на 15 %. Все остальные элементы — расчетные. Высокоомные сопротивления *R17*, *R18*, не влияющие на процессы в кварцевом автогенераторе, вставлены по

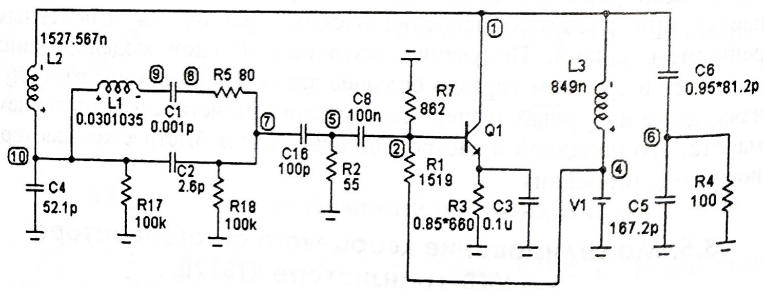


Рис. 3.6. Схема-модель кварцевого автогенератора в MC8 для сравнения расчетного и модельного режимов:

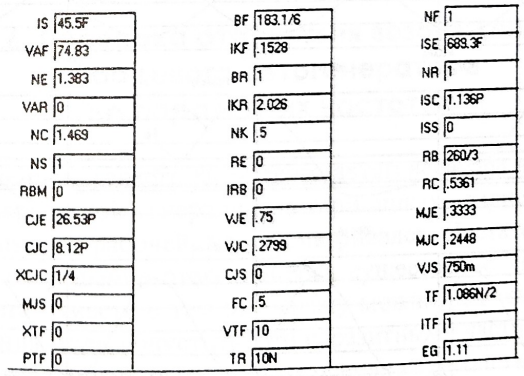
В процессе моделирования емкость *C6* (см. рис. 3.1, *C11*) уменьшена на 5 %, сопротивление *R3* (см. рис. 3.1, $R_э$) — на 15 % по сравнению с расчетными значениями. Все остальные элементы соответствуют расчетным значениям (указаны рядом с элементами)

требованию программы для исключения незаземленных точек между последовательно включенными конденсаторами, что не позволяло программе составить систему уравнений.

Модель транзистора КТ312Б, приведенная в библиотеке MC8, не согласуется для используемой области режима с результатами идентификации в гл. 1. Нами скорректированы параметры BF, XCJC, RB, TF (рис. 3.7).

Режим моделирования (окно «Анализ переходных процессов») представлен на рис. 3.8. По первой дорожке прослеживается переходный процесс до его установления. В целях сокращения переходного процесса на емкости кварца *C1* задано начальное напряжение (IC = 1000 В). Все остальные эпюры сняты в практически стационарном режиме в окрестности момента времени t = 4 мс.

Эпюры процессов в модели кварцевого автогенератора представлены на рис. 3.9. Поясним измерение мощности на кварцевом резонаторе. Она определяется формулой $P_{кв} = I_{кв}^2 r_{кв}/2$ (п. 10), где $I_{кв}$ — амплитудное значение тока через $r_{кв}$. Ему соответствуют только максимальные значения графика на четвертой дорожке, приведенной на рис. 3.9. Сопротивление кварцевого резонатора $r_{кв}$ = = 50 Ом вводится в Y-Expression численно.



IS	45.5F	BF	183.1/6	NF	1
VAF	74.83	IKF	.1528	ISE	689.3F
NE	1.383	BR	1	NR	1
VAR	0	IKR	2.026	ISC	1.136P
NC	1.469	NK	.5	ISS	0
NS	1	RE	0	RB	260/3
RBM	0	IRB	0	RC	.5361
CJE	26.53P	VJE	.75	MJE	.3333
CJC	8.12P	VJC	.2799	MJC	.2448
XCJC	1/4	CJS	0	VJS	750m
MJS	0	FC	.5	TF	1.086N/2
XTF	0	VTF	10	ITF	1
PTF	0	TR	10N	EG	1.11

Рис. 3.7. Параметры скорректированной модели транзистора КТ312Б:

Скорректированы параметры XCJC (уменьшено в 4 раза), BF (уменьшено в 6 раз), RB (уменьшено в 3 раза), TF (уменьшено в 2 раза), приблизительно в соответствии с идентифицированными в гл. 1 значениями для КТ312Б

AnyScanner

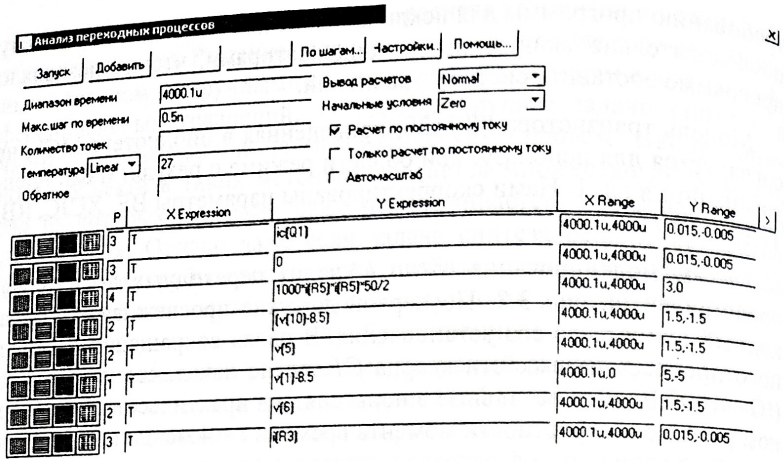


Рис. 3.8. Окно «Анализ переходных процессов»

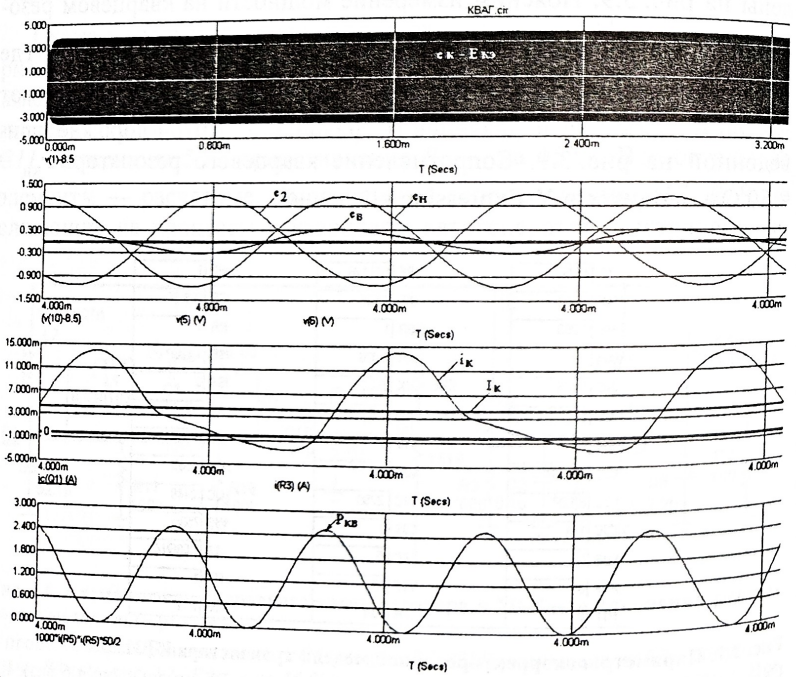


Рис. 3.9. Эпюры токов, напряжений и мощности на кварцевом резонаторе в модели кварцевого автогенератора, приведенного на рис. 3.6

Таблица 3.2

Результаты сравнения расчетного и модельного режимов

Параметр	θ,°	$U_к$, В	$i_{км}$, мА	$I_к$, мА	U_2, В	$U_в$, В	$P_{кв}$, мВт	$U_н$, В
Расчет	70	4	15	3,78	1,23	0,328	3,44	1,28
Модель	75	3,86	13,9	4,4	1,16	0,300	2,56	1,20

Степень сходства режимов вполне удовлетворительна (табл. 3.2), примерно такие же показатели получены в натурном эксперименте.

Заметим, что само по себе использование разных типов моделей транзистора в приведенном выше расчете и в моделирующей программе в принципе не позволяет получить точного совпадения расчетного и модельного режимов КАГ (и любого нелинейного устройства) по ряду показателей одновременно (равным образом в принципе невозможно и полное совпадение как расчетного, так и модельного режимов с режимом натурного эксперимента.) Несовпадение усугубляется как погрешностями методики расчета КАГ, так и взаимной неадекватностью параметров обеих моделей транзистора. Для достижения максимального сходства расчетного и модельного режимов требуется специальная подгонка моделей транзисторов друг к другу, не рассматриваемая в настоящем пособии.

3.6. Проверка отсутствия возбуждения кварцевого автогенератора на паразитных частотах

В приведенном расчете кварцевого автогенератора вопрос о возможности паразитной генерации на гармониках кварцевого резонатора, отличных от рабочей, не рассматривался. Достаточно строгое аналитическое решение этого вопроса существенно увеличило бы объем расчета. Вместе с тем эту задачу можно решить с помощью моделирования, если допустить, что паразитными частотами кварцевого резонатора могут быть только основная механическая гармоника и кратные ей высшие, кроме рабочей. Следует понимать, что фактически дело обстоит сложнее из-за возможного наличия ряда других резонансов, в том числе близких к рабочему.

AnyScanner

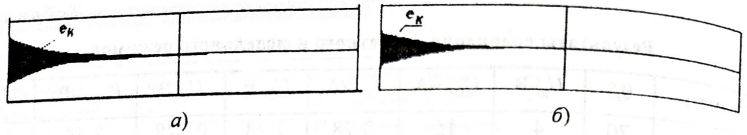


Рис. 3.10. Проверка возможности паразитных колебаний в кварцевом автогенераторе, работающем на 3-й механической гармонике кварцевого резонатора:

Затухание коллекторного напряжения (после пуска программы на решение) на основной (*а*) и на 5-й (*б*) гармониках указывает на отсутствие паразитной генерации на этих частотах

Воспользуемся известной приближенной связью между параметрами модели кварцевого автогенератора на механических гармониках и основной частоте:

$$L_{кв\,N} = L_{кв1}; \quad C_{кв\,N} = C_{кв1}/N^2; \quad r_{кв\,N} = r_{кв1} \cdot N^2; \quad Q_N = Q_1/N.$$

Индексом «1» отмечены все величины, относящиеся к первой механической гармонике, N — номер механической гармоники.

Поскольку частота 29 МГц — третья механическая гармоника резонатора f_3 РК45, причем $C_{кв} = C_{кв3} = 0{,}001$ пФ, $r_{кв} = r_{кв3} = 80$ Ом (на рис. 3.6 это *C1* и *R5* соответственно), то на основной частоте $f_1 \cong$ $\cong 9{,}666$ МГц, $C_{кв1} = 0{,}009$ пФ, $r_{кв1} = 80/9$ Ом.

Сначала проверим, возможно ли возбуждение на основной частоте кварцевого автогенератора. Устанавливаем эти значения $C_{кв}$, $r_{кв}$. Задаем на конденсаторе $C_{кв}$ в начальный момент некоторое напряжение (IC = 300 В), после чего начинается переходный процесс. Как видно, он затухает, следовательно, генерация на этой частоте невозможна (рис. 3.10, *а*).

Далее аналогично проверим, возможно ли самовозбуждение на пятой гармонике кварцевого резонатора (на частоте $f_5 \cong 29 \cdot (5/3) =$ $= 48{,}333$ МГц). Для пятой гармоники $C_{кв5} = C_{кв1}/25 = 0{,}009/25$ пФ, $r_{кв5} = (80/9)25$ Ом. Видно, что генерация на пятой гармонике кварцевого резонатора также невозможна (рис. 3.10, *б*).

Глава 4

МОДЕЛИРОВАНИЕ КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА ПРИ ОТСУТСТВИИ ФОРМУЛЬНОЙ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА

Излагаемая в учебной литературе по радиопередающим устройствам классическая теория генераторов с внешним возбуждением и автогенераторов с *LC*-колебательными системами, работающих в режимах с отсечкой тока, базируется на допущении о синусоидальной (гармонической) форме напряжений на входе и выходе безынерционного активного элемента (АЭ), например лампы, транзистора. Следствием этого при полигональной аппроксимации вольт-амперной характеристики активного элемента является косинусоидальная форма импульсов тока АЭ, а основой расчетного аппарата таких генераторов — коэффициенты разложения косинусоидальных импульсов в ряд Фурье (коэффициенты А.И. Берга).

Развитая позже теория генераторов с инерционными активными элементами [22, 23] также построена на предположении гармонической напряжений на входе и выходе АЭ. Ее создание потребовало преодоления математических трудностей гармонического анализа токов в таких генераторах с помощью ЭВМ. Однако оказалось возможным сохранить традиционную форму методик аналитического расчета генераторов в виде сводки формул, дополнив ее графиками или таблицами коэффициентов разложения с учетом инерционности активного элемента.

Более общий случай — анализ генераторов, в которых активный элемент работает с одновременно негармоническими током и напряжением возбуждения — встречает еще большие математические трудности.

Близкая к гармонической форма напряжений на активном элементе в *LC*-генераторах, допускающая расчет обычного типа по сводке формул, реально получается лишь в тех схемах, в которых есть какой-либо механизм подавления высших гармоник напряжений на входе и выходе АЭ. К таким схемам относятся, в частности, классические трехточечные схемы автогенераторов с достаточно

добротными контурами треугольной конфигурации (паралельными), отфильтровывающими высшие гармоники напряжений.

Однако введение кварцевого резонатора в схему такого автогенератора последовательно с базой или эмиттером лишает ее свойства гармоничности напряжения возбуждения $e_{БЭ}(t)$. Это следствие того, что кварцевый резонатор имеет весьма высокое сопротивление на всех частотах, кроме частоты последовательного резонанса, и нелинейности входа активного элемента. Примером может служить схема, приведенная на рис. 4.1, *а*, — одна из схем с кварцевым резонатором в цепи обратной связи, находящая широкое применение.

Видно, что напряжение база-эмиттер и ток базы имеют явно негармонические формы, форма импульса коллекторного тока отличается от косинусоидальной (см. рис. 4.1, *б*). Поэтому расчеты этой и других схем кварцевого автогенератора с кварцевым резонатором в цепи обратной связи, основанные на предположении синусоидальности напряжения база-эмиттер, не являются достаточно корректными.

Снять указанные трудности расчета подобных схем, переложив их на ЭВМ, решающую задачу численными методами, позволяет компьютерное моделирование. В настоящей главе покажем в качестве примера применение процедуры моделирования с помощью программы MicroCap к схеме, представленной на рис. 4.1, *а*.

Пусть требуется спроектировать КАГ на частоту 29 МГц. Для начала процедуры моделирования предварительно выполним упрощенный расчет элементов схемы бескварцевого трехточечного *LC*-автогенератора согласно классической теории, с полигональной

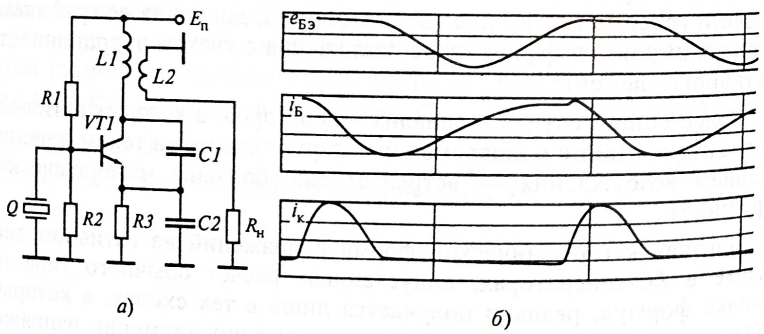


Рис. 4.1. Вариант схемы кварцевого автогенератора с кварцевым резонатором в цепи базы (*а*) и характерные негармонические формы напряжения база-эмиттер и токов базы и коллектора транзистора в этом КАГ (*б*)

аппроксимацией вольт-амперной характеристики транзистора, гармоническими напряжениями и косинусоидальными импульсами коллекторного тока.

Выберем подходящий, достаточно высокочастотный транзистор в библиотеке MicroCap, например 2Т368Б, имеющий граничную частоту $f_т$ выше 1 ГГц. Это позволит оценить параметры контура на основе статических характеристик транзистора, без учета его частотных свойств.

Зададим напряжение питания $E_п$ = 6 В, постоянный ток коллектора $I_к$ = 5 мА, угол отсечки θ = 60°, отношение $R1/R2 \approx 2$ (выбрав, например, $R1$ = 6,8 кОм, $R2$ = 3,6 кОм). Постоянный потенциал базы относительно земли приближенно равен $U_{Б0} \approx E_п \dfrac{R2}{R1 + R2}$ = 2В, а постоянный потенциал эмиттера при малой амплитуде напряжения на базе примерно на $U' \sim$ 0,7 В ниже. Находим сопротивление эмиттерного резистора $R_э = (U_{в0} - U')/I_к \approx 270$ Ом. При θ = 60° коэффициенты разложения косинусоидального импульса равны: $\alpha_0(60°) = 0{,}218$, $\alpha_1(60°) = 0{,}391$, $\gamma_1(60°) = 0{,}196$. Откуда определяем высоту импульса коллекторного тока $i_{км} = I_к/\alpha_0$ = 23 мА и амплитуду первой гармоники $I_{к1} = \alpha_1 i_{км}$ = 9 мА. Постоянное напряжение $E_{кэ} = E_п - U_{Б0}$ = 4 В. Зададим остаточное напряжение на коллекторе $e_{к\ ост}$ = 2 В, тогда амплитуда напряжения на коллекторе $U_к = E_{кэ} - e_{к\ ост}$ = 2 В, сопротивление коллекторной нагрузки $R_к = U_к/I_{к1}$ = 222 Ом.

Для дальнейших расчетов потребуется значение средней крутизны *S* статической проходной вольт-амперной характеристики выбранного транзистора, определяемое при половинной высоте импульса коллекторного тока. Учитывая, что в кварцевом автогенераторе транзисторы обычно работают с малыми токами, а при малых токах проходная крутизна *S* лишь немногим меньше крутизны по эмиттерному переходу $S_п$, находим ориентировочно:

$$S \approx S_п = \frac{42{,}5\ (i_{км}/2)}{1 + 0{,}00366 t_п} = 19{,}8\ i_{км} = 0{,}45 \text{ См}.$$

При отсутствии других оснований для определения *S* можно использовать эту оценку.

AnyScanner

Однако нелишне убедиться в том, что близкую к этой оценке крутизну S будет иметь модель 2Т368Б из библиотеки MicroCap — с ней будет работать модель кварцевого автогенератора (рис. 4.2).

Статическая проходная характеристика строится по схеме, приведенной на рис. 4.3, с помощью окна МС8, изображенного на рис. 4.4.

На полученном графике вольт-амперной характеристики, представленной на рис. 4.5, проводим касательную к проходной вольт-

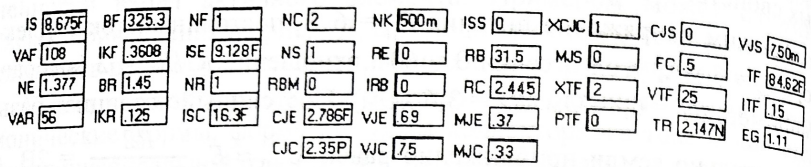


Рис. 4.2. Параметры модели 2Т368Б из библиотеки МС8

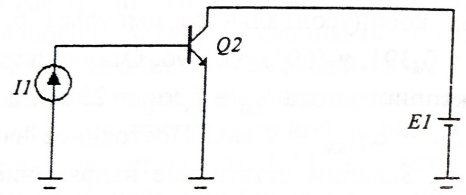


Рис. 4.3. Схема для построения проходной вольт-амперной характеристики транзистора на экране МС8

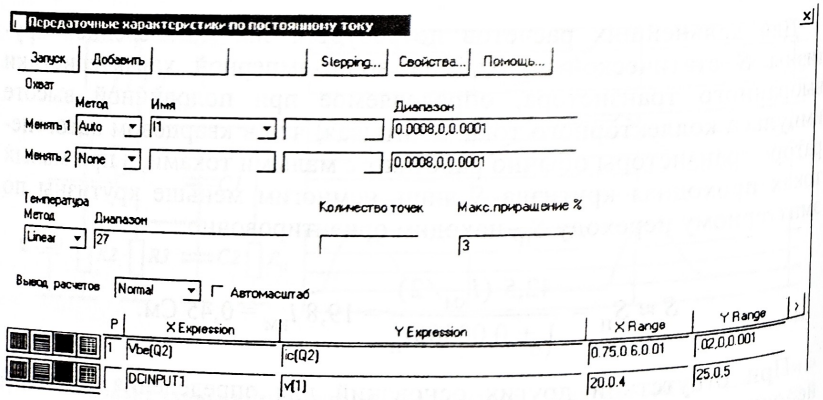


Рис. 4.4. Окно МС8 для построения проходной характеристики транзистора

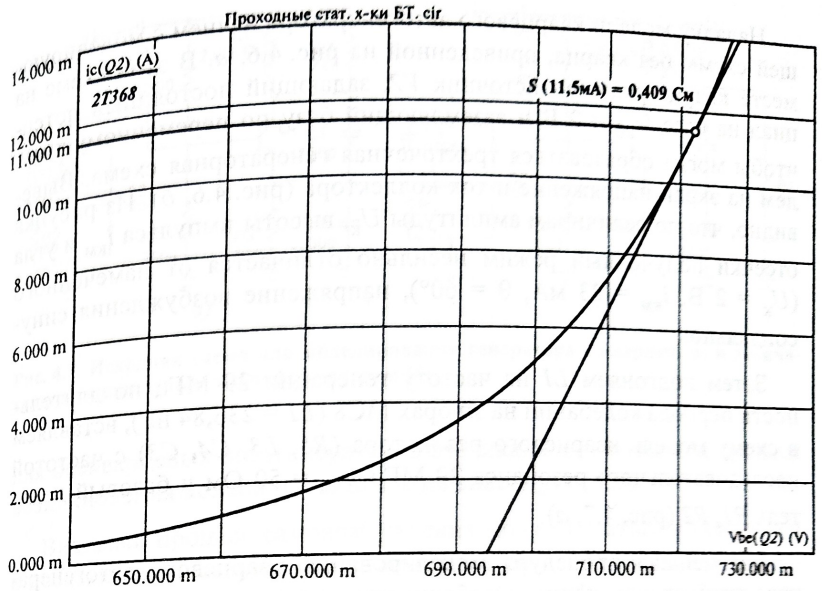


Рис. 4.5. Проходная вольт-амперная характеристика модели транзистора 2Т368Б из библиотеки MicroCap

амперной характеристике в точке $i_{км}/2$ = 11,5 мА и измеряем ее наклон (крутизна ВАХ) $S = \Delta ic / \Delta Vbe$.

Крутизна статической проходной вольт-амперной характеристики для модели 2Т368Б при токе коллектора $i_{км}/2$ согласно рис. 4.5 равна 0,409 См — лишь на 9 % ниже сделанной ранее оценки, т.е. вполне правдоподобна.

Из уравнения баланса амплитуд автогенератора находим требуемый коэффициент обратной связи и амплитуду $U_в$:

$$k = \frac{1}{SR_к\gamma_1} = \frac{1}{0{,}409 \cdot 222 \cdot 0{,}196} = 0{,}056, \quad U_в = kU_к = 0{,}112 \text{ В}.$$

Положим добротность нагруженного контура $Q_н = 5$. Тогда характеристическое сопротивление контура $\rho = R_к/Q_н = 44{,}4$ Ом, контурная индуктивность $L2$ = 244 нГ, эквивалентная емкость контура $C_{экв} = 1/\omega\rho$ = 124 пФ. Учитывая, что $C1 = kC2$, находим: $C1$ = = 130 пФ, $C2$ = 2330 пФ.

AnyScanner

Наладку модели кварцевого автогенератора начнем с моделирующей схемы без кварца, приведенной на рис. 4.6, *а*. В этой схеме на месте кварца включен источник *V2*, задающий постоянный потенциал на базе $U_{Б0}$ = 2 В и заземляющий базу по переменному току, чтобы могла образоваться трехточечная генераторная схема. Выведем на экран напряжение и ток коллектора (рис. 4.6, *б*). Из рисунка видно, что по величинам амплитуды $U_К$, высоты импульса $i_{КМ}$ и угла отсечки полученный режим несильно отличается от намеченного ($U_К$ = 2 В, $i_{КМ}$ = 23 мА, θ = 60°), напряжение возбуждения синусоидально.

Затем подгоняем *L1* на частоту генерации 29 МГц по длительности периода колебаний на эпюрах МС8 (*L1* = 236,84 нГ), вставляем в схему модель кварцевого резонатора (*R5*, *L3*, *C4*, *C3*) с частотой последовательного резонанса 29 МГц, $r_{КВ}$ = 50 Ом и базовый делитель *R1*, *R2* (рис. 4.7, *а*).

Дальнейшая процедура моделирования кварцевого автогенератора требует пояснения. Особенностью кварцевых генераторов (за исключением некоторых специальных КАГ, здесь не рассматриваемых) является гораздо более длительный переходный процесс после подачи питания, чем у бескварцевых, причем на эпюрах обычного

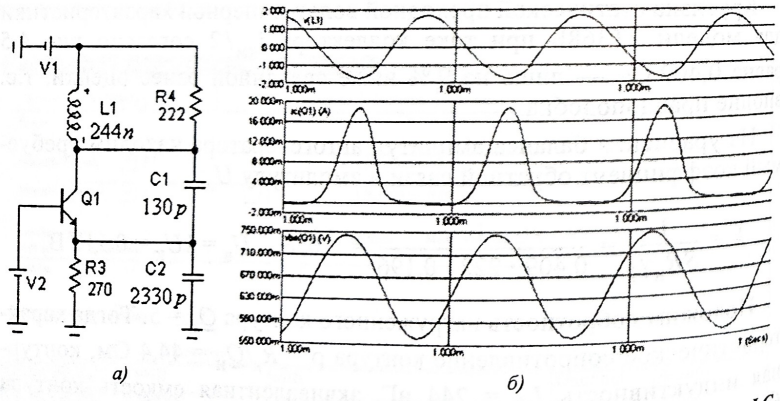


Рис. 4.6. Схема бескварцевой модели генератора для начальной настройки *LC*-контура на заданную частоту и режим (*а*), а также эпюры коллекторного напряжения, тока коллектора и напряжения возбуждения (*б*)

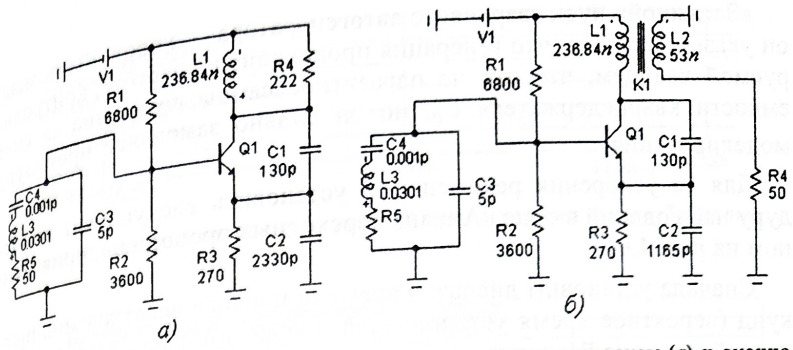


Рис. 4.7. Исходная схема для моделирования генератора с кварцем (*а*) и окончательная с выходным трансформатором (*б*)

для бескварцевых автогенераторов вертикального масштаба процесс возникновения колебаний вначале не виден (рис. 4.8).

Видимый процесс самовозбуждения может начаться с задержкой в десятки миллисекунд, а соответствующее время ожидания у компьютера может составить десятки минут. На самом деле эта задержка генерации кажущаяся — если условия самовозбуждения выполнены, процесс роста автоколебаний начинается сразу после пуска программы на построение переходного процесса, но амплитуда колебаний сначала остается очень малой (это можно обнаружить соответствующим выбором вертикального масштаба эпюр). Это следствие высокой инерционности кварцевого резонатора, медленного «раскачивания» высокодобротного резонатора.

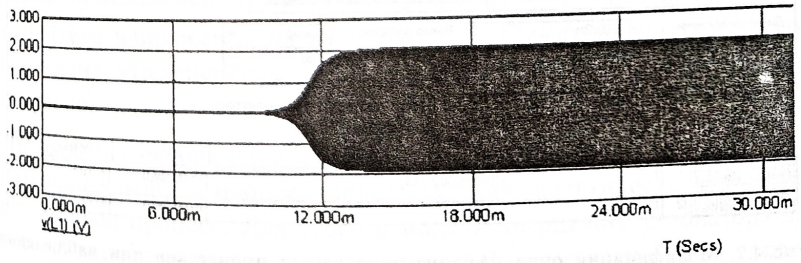


Рис. 4.8. Характерная картина «затяжного» запуска колебаний в кварцевом автогенераторе

AnyScanner

«Затяжной» пуск кварцевого автогенератора — хороший признак, он указывает на то, что генерация происходит на частоте, контролируемой кварцем, что это не паразитное самовозбуждение за счет емкости кварцедержателя C_0, но он сильно замедляет процедуру моделирования.

Для ее ускорения рекомендуем установить следующую процедуру наблюдений в окне «Анализ переходных процессов», приведенном на рис. 4.9.

Сначала установим диапазон времени порядка десятков миллисекунд (вероятное время установления процесса в КАГ, рис. 4.9). По первой дорожке P1 пустим напряжение на контурной катушке v(*L1*) с множителем, например, 10^9, установив нижнюю границу интервала «x Range» равной нулю. Это позволит практически сразу увидеть, есть ли самовозбуждение. Если колебания не нарастают заметно или спадают, следует уменьшить емкость обратной связи *C2*. По второй дорожке P2 пустим это напряжение без множителя, с тем же интервалом времени «x Range». Наблюдение процесса на этой дорожке позволит обнаружить начало установившегося режима.

В данном случае первый пуск кварцевого автогенератора с параметрами контура, приведенными на рис. 4.7, *а*, полученными для бескварцевого генератора, представленного на рис. 4.6, показал, что при $r_{кв}$ = 50 Ом самовозбуждение не возникает — на первой дорожке после пуска идет спад начальной амплитуды колебаний (рис. 4.10). Введение $r_{кв}$ снизило коэффициент обратной связи.

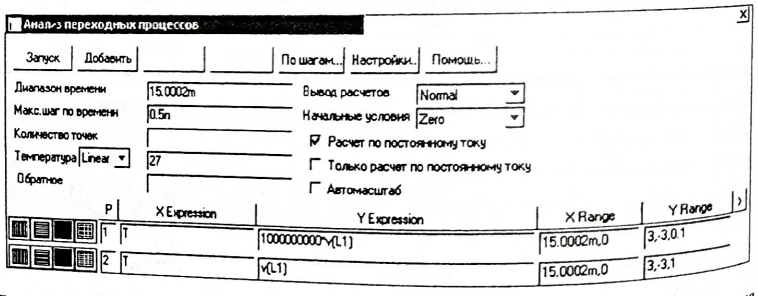


Рис. 4.9. Модификация окна «Анализ переходных процессов» для наблюдения процесса запуска кварцевого автогенератора:

Эпюра на первой дорожке укажет наличие или отсутствие самовозбуждения. Эпюра на второй дорожке обнаружит установление режима

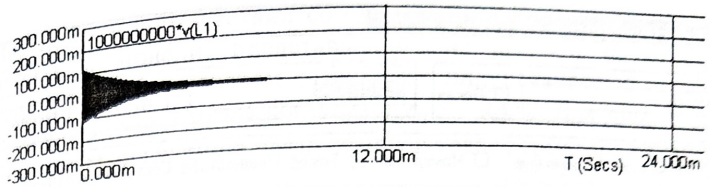


Рис. 4.10. Эпюра напряжения на контуре при отсутствии самовозбуждения

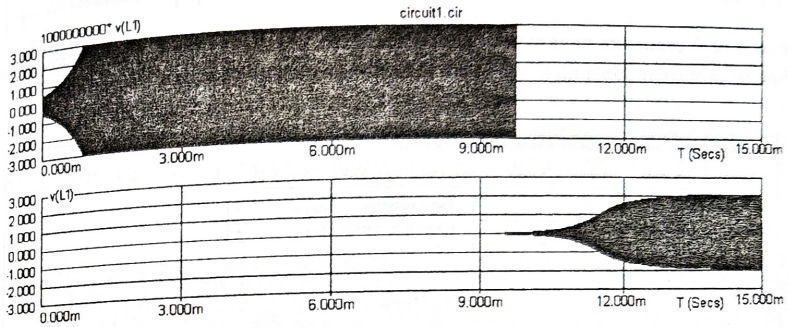


Рис. 4.11. Эпюры процессов в скорректированной модели кварцевого автогенератора

Для увеличения коэффициента обратной связи емкость *C2* была уменьшена (вдвое), и второй пуск показал наличие самовозбуждения — происходит рост амплитуды напряжения на контурной катушке *L1* (рис. 4.11, первая дорожка). На второй дорожке это напряжение наблюдается в обычном масштабе и показывает установление стационарного режима приблизительно при $T_{ст}$ = 15 мс и амплитуде напряжения на *L1* около 2 В. Смысл процедуры: сразу стало ясно, что генерация есть и ожидание стационарного режима не напрасно.

Однако, убедившись в наличии самовозбуждения, можно дополнительно ускорить процесс моделирования, практически исключив переходный процесс. Для этого в модели кварцевого резонатора на рис. 4.7 введено начальное напряжение 1 В на емкости *C4* ($C_{кв}$) установкой в окне Capacitor для *C4* «0.001p IC = 1», приведенной на рис. 4.12.

AnyScanner

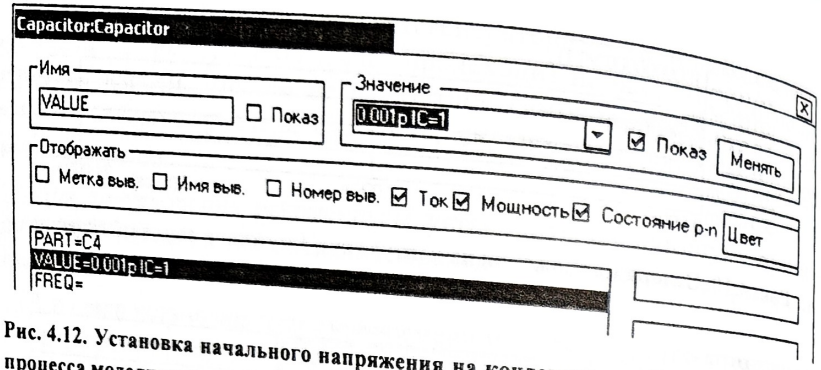


Рис. 4.12. Установка начального напряжения на конденсаторе $C_{кв}$ для ускорения процесса моделирования кварцевого автогенератора

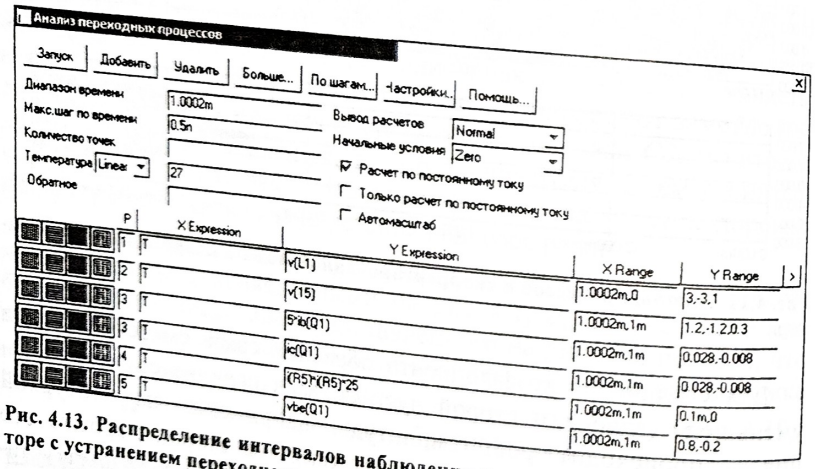


Рис. 4.13. Распределение интервалов наблюдения процессов в кварцевом генераторе с устранением переходного процесса

Величина IC малокритична. Оптимальную величину IC можно подобрать по отсутствию переходного процесса (постоянству амплитуды $v(L1)$ с момента пуска) и сократить «Диапазон времени» наблюдения. Установим теперь новое распределение процессов по дорожкам, представленным на рис. 4.13. По первой дорожке пустим $v(L1)$ в сокращенном интервале, например, от 0 до 1,0002 мс, достаточном, однако, чтобы убедиться в отсутствие переходного процесса. По остальным дорожкам пустим все интересующие нас процессы, выбрав для их детального наблюдения интервал времени «x Range» порядка нескольких периодов колебаний (1m, 1.0002m).

Остается в соответствии со схемой, приведенной на рис. 4.1, *а*, заменить в модели, представленной на рис. 4.7, *б*, контурную катушку трансформатором с такой же индуктивностью первичной обмотки. Пусть нагрузка составляет $r_н = 50$ Ом. Для простоты расчета примем магнитную связь обмоток трансформатора равной единице. Коэффициент трансформации $n_{тр} = \sqrt{222/50} = 2{,}11$. Тогда индуктивность вторичной обмотки должна составить $L2 = L1/n_{тр}^2 =$ = 53 нГ.

Согласно полученным эпюрам, изображенным на рис. 4.14, режим кварцевого автогенератора близок к заданному: первая дорожка — амплитуда напряжения на коллекторе практически равна заданной (2 В); вторая дорожка — амплитуда напряжения на

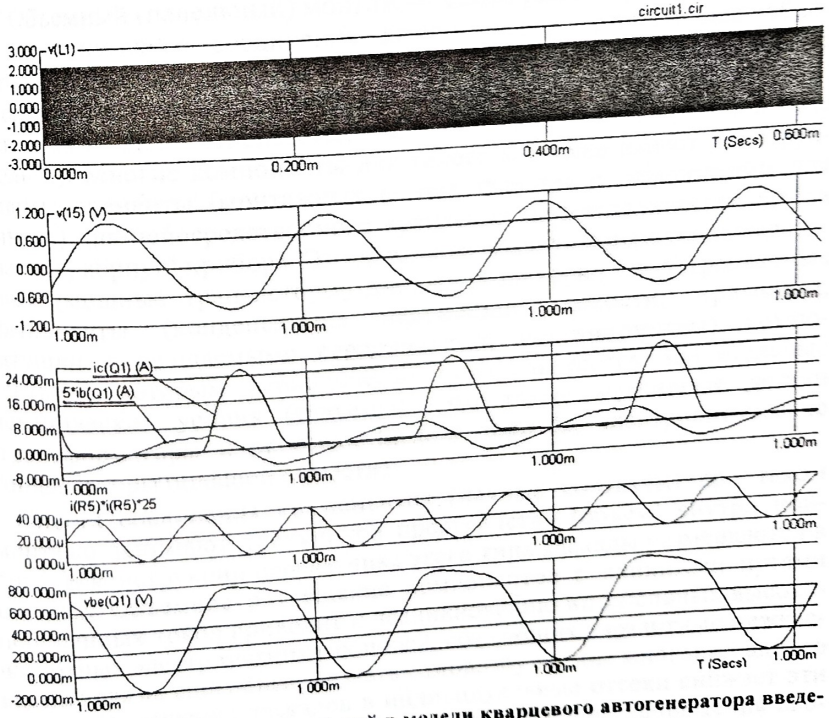


Рис. 4.14. Быстрый запуск колебаний в модели кварцевого автогенератора введением начального напряжения на $C_{кв}$

нагрузке 50 Ом — около 1 В; третья дорожка — высота импульсов коллекторного тока 26 мА (начальная оценка — 23 мА), угол отсечки 64° (заданный — 60°); четвертая дорожка — мощность рассеяния на КР довольно мала: 40 мкВт (точки максимума), гораздо меньше допустимой (1—2 мВт). Это следствие малости переменного тока базы СВЧ-транзистора на относительно низкой частоте.

Мощность в нагрузке около 10 мВт. Аналогично можно исследовать и другие схемы кварцевых автогенераторов.

Глава 5

КОНСТРУКЦИЯ МАЛОМОЩНОГО УКВ-УСТРОЙСТВА

5.1. Разновидности элементной базы и типов конструкции

Чтобы пояснить конструктивные особенности компонентов элементной базы УКВ-передатчиков, обратимся к типичным разновидностям конструкции маломощных УКВ-устройств.

Объемный (панельный) монтаж — самая ранняя форма крепления и электрического соединения компонентов, позволяющая обходиться без диэлектрических монтажных плат (точнее, пластмассовые «голые» пластины или с встроенными, приклепанными монтажными лепестками давно использовались, но они не имели покрытия в виде фольги). Многие компоненты для такого монтажа имеют конструктивные элементы (монтажные винты, фланцы с отверстиями для винтов) для непосредственного крепления на металлическое шасси (панель, корпус) прибора. Это детали со значительным тепловыделением (мощные транзисторы, диоды, резисторы), подстраиваемые компоненты (конденсаторы переменной емкости, триммеры, катушки с вращаемыми сердечниками, потенциометры), компоненты, к которым периодически прикладываются значительные механические усилия (разъемы). Это также массивные детали (трансформаторы и дроссели низкой частоты, электролитические конденсаторы большой емкости).

Места соединения компонентов (паяные контакты) при таком монтаже занимают трехмерное пространство (объем) внутри прибора. В конструкции передатчика этого типа каскады размещаются в отсеках. Объемное размещение компонентов с длинными путями переменных токов приводит к возникновению интенсивных высокочастотных электромагнитных полей, создающих паразитные межкаскадные связи, способные вызвать самовозбуждение многокаскадного тракта. Помещение каскадов в индивидуальные отсеки снижает эти межкаскадные связи. Питающие и модулирующие напряжения вво-

AnyScanner

дятся в отсек каскада через проходные конденсаторы, также имеющие винтовую резьбу. Для объемного монтажа предназначены, например, резисторы СП, триммеры КПК, КПК-МН, КПК-МТ, коаксиальные разъемы СР-50-267Ф, блокировочные проходные конденсаторы КТП, пригодны все конденсаторы и резисторы с проволочными выводами, многие корпусные транзисторы и диоды традиционного типа (кроме SMD). Более простые и легкие компоненты — постоянные резисторы, постоянные конденсаторы небольшого размера — припаиваются к выводам упомянутых выше прочно закрепленных деталей (рис. 5.1).

Это технологически примитивная (требуется, кроме компонентов схемы, лишь листовой металл, и его простейшая обработка — штамповка, резка, гнутье, сверление, винтовая резьба отверстий и т.п.), но трудоемкая и громоздкая конструкция, с очень низким коэффициентом полезного использования объема и материалов, не стойкая к механическим ударам и вибрации.

Появление пластин диэлектрика (стеклотекстолит и др.) с нанесенными пленками (фольгой) меди и методов формирования на них печатных (пленочных) проводников, в том числе контактных площадок, а иногда полосковых катушек и конденсаторов в виде отрезков линий, позволило не только создавать печатные индуктивности, емкости и резонаторы. Оно упростило и унифицировало монтаж напаиваемых компонентов. Одновременно стали производиться компоненты с более подходящими для такого монтажа выводами, например гибкими полосковыми выводами (транзисторы КТ371 и т.п.).

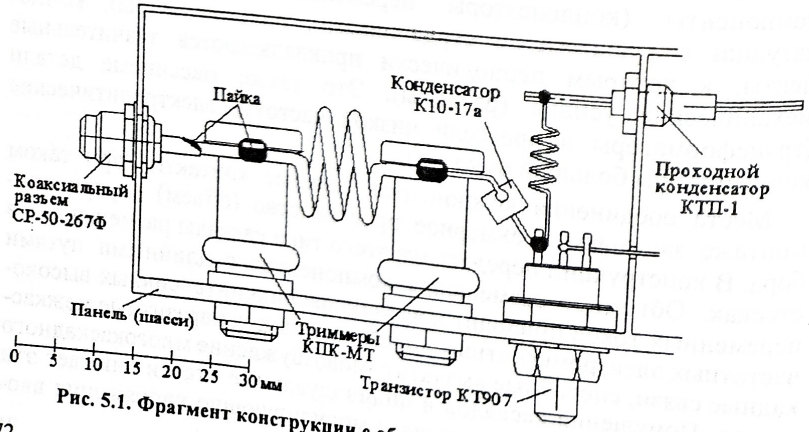


Рис. 5.1. Фрагмент конструкции с объемным (панельным) монтажом

Монтажной основой становится пластина фольгированного диэлектрика, давая подложку для создания контактных площадок в виде островков фольги, а также для создания печатных индуктивностей, емкостей, контуров в виде отрезков полосковых линий. Эти компоненты, включая контактные площадки, вместе с диэлектриком образуют пленочную интегральную схему. Компоненты в самостоятельном конструктивном оформлении (дискретные конденсаторы, резисторы, катушки, транзисторы и др.), напаиваемые на контактные площадки пленочной интегральной схемы, называются навесными. К навесным относятся и некоторые компоненты (например, мощные транзисторы с гибкими ленточными выводами — КТ920, подстроечные резисторы), которые могут иметь кроме пайки механические средства крепления к плате (или к радиатору). Вместе с пленочной интегральной схемой навесные элементы образуют гибридную интегральную схему (ГИС) (здесь ограничиваемся УКВ-диапазоном, а потому не касаемся технологии пленочных гибридных интегральных схем СВЧ, которые используют в качестве подложек керамику). Пайка малоразмерных навесных компонентов на контактные площадки монтажной платы решает одновременно задачи их электрического соединения и механического крепления. По сравнению с трехмерным объемным монтажом это уже двумерное, т.е. не объемное, а плоскостное (поверхностное) расположение мест электрических соединений.

Существуют два основных способа присоединения компонентов к печатной плате с помощью пайки: более ранний — «монтаж в отверстия» и широко используемый в настоящее время — «поверхностный монтаж».

«Монтаж в отверстия» предполагает использование компонентов с проволочными, штырьковыми, полосковыми, ленточными выводами, располагаемых на лицевой стороне платы, и наличие контактных площадок на обратной стороне плате в виде кольцевых поясков фольги с металлизированным отверстием (рис. 5.2, *а*). Для такого монтажа пригодны, например, триммеры КТ4-21б, КТ4-23, КТ4-24, КТ4-25б, КТ4-25г, КТ4-33, многие корпусные транзисторы и диоды. Контактные площадки из фольги соединяются между собой в соответствии со схемой устройства печатными проводниками на обратной (металлизированной) стороне платы, там же происходит припайка выводов компонентов. Эта технология называется в настоящее время «традиционной», будучи ранее «передовой» по сравнению с

AnyScanner

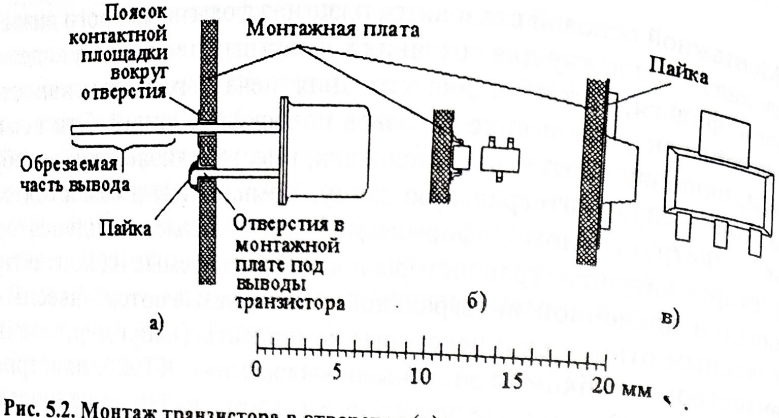


Рис. 5.2. Монтаж транзистора в отверстие (*а*) и поверхностный монтаж (*б*, *в*)

технологией объемного монтажа. Проще нее только технология, которую будем называть «макетной».

«Технология поверхностного монтажа» (ТПМ) отменяет обязательные отверстия, располагая и компоненты, и печатные проводники вместе с контактными площадками для пайки компонентов с одной стороны платы (рис. 5.2, *б*, *в*).

Для реализации всех потенциальных преимуществ ТПМ в промышленном исполнении потребовалась новая элементная база, компоненты которой отмечаются аббревиатурой SMD — surface mounted device (дословно: поверхностно монтируемый прибор), и новая, гораздо более сложная технология монтажа.

Само по себе расположение контактных площадок, печатных проводников платы и компонентов с одной стороны платы — не новость. Известна промышленная маломощная радиопередающая аппаратура 1980—1990-х гг., использовавшая в основном «традиционную» малоразмерную элементную базу, но при одностороннем монтаже (рис. 5.3).

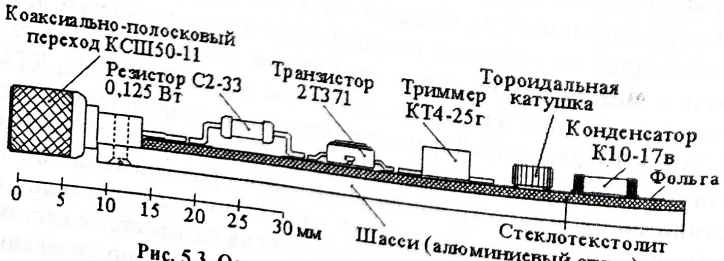


Рис. 5.3. Односторонний печатный монтаж

Упрощение конструкции, представленной на рис. 5.3, по сравнению с монтажом «в отверстия» заключается в отсутствии необходимости сверлить и металлизировать отверстия в плате, появилась возможность использования довольно мелких безвыводных компонентов (например, чип-конденсаторов, а это уже элементы SMD). Конструкция этого типа — по сути, простейшая разновидность поверхностного монтажа, но с «традиционной» элементной базой и технологией производства. Для краткости и определенности ее можно назвать «ОПМ» — односторонний печатный монтаж. Выводы компонентов обычного типа при таком монтаже обрезались и подгибались *z*-образно. В технологии SMD такой вывод называют «крыло чайки».

С точки зрения механической прочности такой монтаж, который, по сути, уже является «поверхностным», при использовании обычных, сравнительно крупных компонентов, менее надежен, чем монтаж «в отверстия», особенно при больших механических воздействиях. Компонент на плате удерживается (без дополнительных мер) лишь сцеплением небольшой контактной площадки из фольги с диэлектрической платой. В настоящее время сильным считается, например, удар с ускорением 10—20 тысяч *g*. Нетрудно сообразить, что при этом компонент весом 1 г испытывает отрывающее от платы усилие 10—20 кг, приложенное к листку фольги площадью несколько квадратных мм. При отсутствии столь серьезных механических воздействий такой монтаж является наиболее простым и удобным. При необходимости прочность монтажа увеличивается специальными заливками полости конструкции, заполнением пористыми веществами с малой диэлектрической проницаемостью (пенополиуретан).

Элементная база и монтаж SMD — это высокотехнологичная разновидность создания устройств с навесными миникомпонентами методом печатного монтажа. Она отличается малыми размерами компонентов и печатных плат. Применяются специальные средства ручной пайки и выпайки компонентов (паяльные станции), автоматизированная пайка (оплавлением паяльной пасты в специальных печах — конвекционных, инфракрасных, волной припоя). Используется специальное оборудование для установки компонентов (ручные манипуляторы, полуавтоматы и автоматы установки).

Компоненты SMD-базы при возможных разных технологиях изготовления (некоторые из них — чипы: конденсаторы, резисторы; другие имеют миниатюрные пластмассовые корпуса и выводы) имеют общий внешний признак, видимый уже в конструкции

AnyScanner

рис. 5.3. Это единая плоскость, на которую выходят как короткие, определенной до места пайки длины выводы (прямые или изогнутые у транзисторов, диодов и др. — «крыло чайки»), или контактные площадки (у чипов), так и «дно» компонента. Но в отличие от тех компонентов на рис. 5.3, длинные выводы которых обрезались и подгибались в процессе монтажа, SMD-компоненты выпускаются с заранее отформованными короткими выводами, с «планарным» расположением, т.е. выводом на одну плоскость. Компоненты SMD меньше «традиционных» по размеру — расстояния между выводами компонента порядка миллиметра и менее. Для транзисторов, диодов, кварцевых резонаторов и других компонентов SMD это достигается многократным уменьшением «пустого» объема корпуса (у «обычных» транзисторов и диодов объем кристалла в сотни раз меньше объема корпуса). Это дает одновременно высокую плотность монтажа, механическую стойкость к ударам и вибрации, значительную экономию материалов.

Очевидными преимуществами этой элементной базы являются не только сами малые размеры компонентов, но и сниженные индуктивности внутренних выводов (из-за малых размеров корпуса) и бóльшая определенность индуктивности внешних выводов по сравнению с выводами компонентов предшествующих типов. Этим улучшаются частотные свойства компонентов и их повторяемость. У многих высокочастотных компонентов традиционных типов длина внешних выводов имеет большой запас (длина их выводов бывает до 30—40 мм, при необходимой рабочей длине несколько миллиметров). Следствие этого — неопределенность длины вывода при запайке в изделие, отсюда значительная неопределенность в результатах измерений и расчетов импедансов и коэффициентов передачи (особенно на СВЧ и отчасти на УКВ), зависящих от длины внешних выводов. Это вынуждает в справочных данных на транзисторы, диоды, конденсаторы обычного типа указывать индуктивность выводов при определенной длине (например, 1 мм, 3 мм, у конца вывода и основания вывода), но она остается неизвестной при другой длине, а также указывать минимальное расстояние места пайки выводов от корпуса, минимальное расстояние изгиба выводов от корпуса. Подобные сведения излишни для SMD-компонентов, длина внешних выводов которых до места пайки мала, однозначна и наперед известна.

Технология SMD начала впервые развиваться в 1960-х гг. фирмой IBM и к концу 1980-х гг. стала наиболее широко применяемой. В России она используется с начала 1990-х гг. Наряду со многими

достоинствами эта технология имеет свои недостатки. Среди них высокие начальные затраты на установку и настройку оборудования, необходимость специального оборудования даже при единичном производстве, высокие требования к качеству технологических материалов. Возможно уменьшение срока службы SMD-аппаратуры из-за большей подверженности действию термоциклов (тепловое изменение размеров компонентов и подложки, неодинаковых по коэффициенту теплового расширения, при маленьких размерах жестких выводов «расшатывает» конструкцию). Далее, поскольку корпуса транзисторов и других компонентов, хотя и уменьшенные по размерам, не исчезли, SMD-устройства по своим характеристикам в принципе уступают тем гибридным интегральным схемам, в которых чипы-компоненты электрически соединены внутри общего корпуса еще более короткими проводниками.

Особо отметим усложнение создания опытных образцов РЭА на SMD-базе.

Обычные приемы макетирования при традиционной элементной базе и способах монтажа, даже при невысоком теоретическом уровне разработчика, но значительном практическом опыте, при наличии высококачественной измерительной аппаратуры, позволяют получать положительные результаты экспериментально. Это может происходить с многократными изменениями схемы, номиналов и типов элементов, наугад, с помощью обычного паяльника (известный «метод тыка»), ценой низкой производительности труда.

Для подобного метода разработки SMD-монтаж гораздо менее пригоден по очевидным технологическим причинам. Один из всех более частых выходов из этих затруднений — в отказе от собственной разработки нужного узла (генератора, усилителя и т.п.) и покупке готового высококачественного, конкурентоспособного изделия. Номенклатура таких изделий электронной промышленности непрерывно расширяется.

Однако потребности в электронных узлах столь разнообразны и изменчивы, что покрыть их целиком за счет готовых изделий, по-видимому, невозможно. При собственной разработке с учетом трудностей макетирования при крошечных компонентах сильно возрастает роль расчета и компьютерного моделирования.

Вместе с тем с точки зрения схемотехники, принципов действия и методик расчета многих узлов элементная база SMD не вносит принципиальных изменений по сравнению с предшествующей элементной базой.

AnyScanner

Элементная база SMD, применяемая в передатчиках, несмотря на свою нынешнюю развитость, имеет свои ограничения, например, по мощности — генерируемой и рассеиваемой — порядка единиц Вт. Это вынуждает иногда, чаще в сложных мощных устройствах, комбинировать различные технологии монтажа и различную элементную базу.

5.2. Макетная монтажная плата, шасси, теплоотвод

В рамках курсового проекта по курсу «Устройства формирования радиосигналов» ввиду существующей ограниченности времени и отсутствия специальной конструкторской подготовки задача конструирования передатчика, подобного промышленному, в любой технологии, ставиться и решаться не может. На предприятиях эту задачу решают не разработчики схем, а конструкторские отделы с необходимой консультацией разработчиков схем. Однако разработчик обязан убедиться в правильности своего выбора схемы (подразумевается не только топология, т.е. чертеж схемы, но и выбор типов элементов и их номиналов) и расчета посредством экспериментальной проверки работоспособности, т.е. соответствия технического задания (ТЗ) в части электрических характеристик в заданном интервале температур. С этой целью разработчик схемы строит (сам или с помощью цеха) и испытывает макет устройства. Даже если устройство выполнено промышленным способом, на SMD или любой другой базе, оно остается лишь макетом, пока не заработало в соответствии с ТЗ. Заметим, что компьютерное моделирование доказательством работоспособности устройства быть не может — просто потому, что единственно верной моделью любого устройства является только само устройство.

Конструкторская часть курсового проекта преследует лишь учебные цели — показать принципиальные особенности высокочастотного монтажа и элементной базы. Большинство этих особенностей качественно одинаково для любых видов монтажа. Для тех студентов, которые пожелали приобрести практический опыт разработки УКВ-устройства (автор десятки раз проводил такую работу со своими студентами — бакалаврами и дипломниками), гораздо доступнее простейшая макетная технология. По этим соображениям ее рекомендуем для проекта.

Макетом называется любая, даже простейшая, конструкция, реализующая заданную электрическую схему. На механическую проч-

ность и климатическую защиту (покрытие лаками, приклеивание или другое закрепление деталей, герметизация и др.) макет обычно не рассчитывается.

Основное назначение действующего макета передатчика — проверка работоспособности выбранного варианта схемы и соответствия электрическим требованиям технического задания сначала в нормальных условиях, а затем и в климатической камере. Даже если схема предварительно рассчитана по ранее проверенным методикам (бывает, что такого расчета нет), макетирование может оказаться необходимым этапом разработки изделия, особенно при широком интервале рабочих температур.

Потребность макетирования вызывается рядом причин возможных просчетов. Среди них: вероятность выбора неудачной или неверной схемы; неадекватность принимаемых моделей компонентов реальным компонентам, отчасти из-за недостаточности информации об элементной базе (о транзисторах, диодах, конденсаторах, приводимой в ТУ и справочниках. Особенно ограничивает расчетные возможности проектирования почти полное отсутствие температурных зависимостей параметров транзисторов).

Это также погрешности методик расчетов или неверное их использование (применение за пределами пригодности методик), неправильное использование элементной базы (работа на недопустимых частотах, при недопустимых токах, напряжениях, мощностях), наличие неучтенных паразитных элементов, связей и явлений. Все это может приводить к отклонениям электрических параметров макетируемого устройства от требований ТЗ, особенно в диапазоне температур, паразитному самовозбуждению, пробою транзисторов, конденсаторов, ускоренной деградации компонентов.

Компьютерное моделирование (грамотное !) может выявить и предупредить ряд возможных просчетов, но не может возместить отсутствия необходимой информации об элементной базе и особенностях конструкции.

Обратимся к особенностям макетирования маломощных УКВ-передатчиков (до десятков Вт). Ряд сведений и примеров макетных конструкций можно найти в пособиях [27, 28, 31], сведения о заводских конструкциях традиционных типов— в [26, 29].

На начальном этапе проектирования любого электронного устройства решается вопрос о выборе элементной базы — набора совместимых друг с другом по размерам, способам монтажа, электрическим,

AnyScanner

механическим, температурным и прочим параметрам компонентов (типов транзисторов, диодов, катушек, конденсаторов и др.).

Для целей курсового проектирования рекомендуется элементная база, частично представленная в прил. 1—10.

Наиболее подходящим материалом для макетных плат УКВ-устройств является фольгированный стеклотекстолит. Он же часто применяется и в заводских изделиях. Для монтажа и соединения навесных компонент, например транзисторов, конденсаторов, катушек и др., между собой используются контактные площадки. Самым быстрым и простым кустарным (непромышленным) способом для макетов получаются круглые контактные площадки с помощью инструмента, называемого «балеринка», представленного на рис. 5.4, *а*, *б*, и сверлильного станка. Другой распространенный способ получения контактных площадок произвольной формы — химическое травление медной фольги хлорным железом. Сохраняемые участки фольги защищаются от водного раствора хлорного железа лаком, незащищенные — растворяются.

Особенностью макетной конструкции УКВ-устройства является достаточно просторное размещение деталей на плате во избежание неучтенных паразитных связей (особенно между катушками), действие которых может привести к неверному заключению о неправильности расчета. Вместе с тем использование полной длины выво-

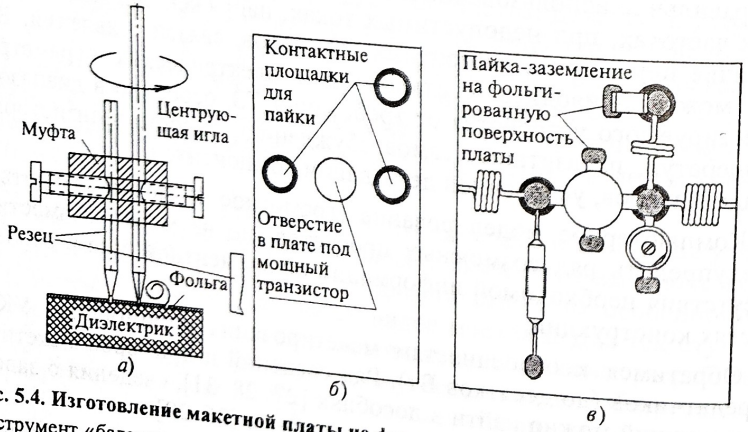


Рис. 5.4. Изготовление макетной платы на фольгированном диэлектрике: Инструмент «балеринка» (*а*) для формирования контактных площадок (*б*) на монтажной плате и фрагмент платы с напаянными компонентами (*в*). Черным цветом обозначены кольцевые канавки (удалена фольга) вокруг контактных площадок, серым — места пайки, белым — фольгированная поверхность

дов транзисторов, конденсаторов и других компонент на УКВ может дать недопустимый рост паразитных индуктивностей (около 1 нГ на 1—2 мм длины проволочного вывода), следствием чего могут быть снижение усиления, искажения частотных характеристик тракта, паразитные явления. Поэтому, как правило, проволочные и полосковые выводы деталей приходится обрезать, но с соблюдением допустимой длины, всегда указываемой в ТУ на компоненты (обычно единицы миллиметра).

Кроме того, просторное размещение облегчает замену отдельных деталей в процессе наладки макета. В связи с этим не рекомендуется к одной контактной площадке припаивать более трех-четырех выводов компонент (рис. 5.4, *в*).

Размер контактной площадки не должен быть неоправданно большим. Это увеличивает общий размер устройства и паразитные емкости, которые нередко не предусматриваются и не учитываются в расчете. Однако не годится и слишком малый размер макетных контактных площадок: они могут отслаиваться при пайке. Для фольгированного стеклотекстолита рекомендуемый размер макетных контактных площадок составляет 4—6 мм, а емкость такой площадки на стеклотекстолите — около 0,8—1,5 пФ.

Несущей конструктивной основой (шасси) макетов самых маломощных передатчиков, выполненных целиком на транзисторах малой мощности, корпуса которых не имеют никаких средств для крепления радиаторов, может быть сама монтажная плата. Для макетов передатчиков, использующих транзисторы с винтами или фланцами крепления на теплоотвод — мощные и некоторые средней мощности, целесообразно использовать металлическое шасси — радиатор из сплавов алюминия. При мощности до единиц ватт макетное шасси — это пластина толщиной 2—3 мм (простейший радиатор), к которой привинчиваются монтажная плата из стеклотекстолита, транзисторы и другие компоненты, нуждающиеся в радиаторе, высокочастотный выходной разъем, разъем подачи питания и модулирующего сигнала. При большей мощности (первые десятки ватт) шасси превращается в радиатор с увеличенной поверхностью охлаждения, например ребристый радиатор (рис. 5.5, *а*). Если передатчик не является составной частью более крупного блока, имеющего свою систему охлаждения, то габариты передатчика определяются главным образом размерами его радиатора. Оценку этих размеров при известной рассеиваемой мощности можно провести с помощью формул или графиков для теплового сопротивления радиаторов.

AnyScanner

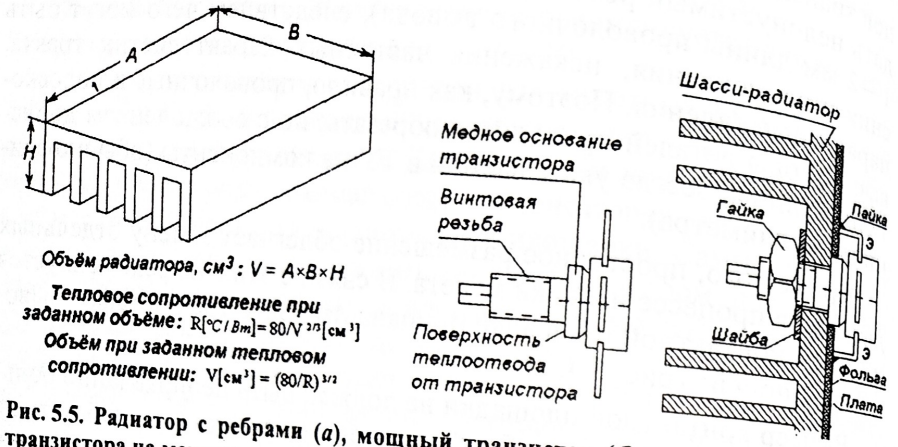


Рис. 5.5. Радиатор с ребрами (*а*), мощный транзистор (*б*) и установка мощного транзистора на монтажную плату и радиатор (*в*)

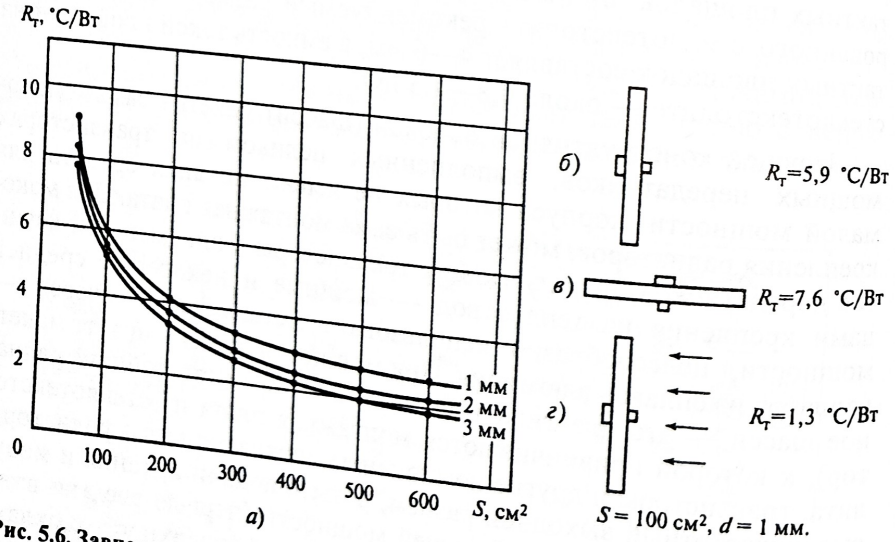


Рис. 5.6. Зависимости теплового сопротивления вертикального радиатора — пластины от площади и толщины (*а*), тепловое сопротивление пластины площадью 100 см², толщиной 1 мм при вертикальном (*б*), горизонтальном положении (*в*) и вертикальном с вентилятором (*г*)

Транзистор, предназначенный для использования с радиатором, имеет специальную плоскую поверхность теплоотвода (рис. 5.5, *б*), которая должна быть плотно прижата к радиатору с помощью резьбового соединения (рис. 5.5, *в*). Для заполнения воздушных микрозазоров, заметно увеличивающих тепловое сопротивление участка корпус транзистора — радиатор, используется специальная теплопроводная паста (например, КПТ-8).

Типичные значения тепловых сопротивлений радиатора-пластины приведены на рис. 5.6.

5.3. Конструктивный расчет индуктивностей

Индуктивный элемент — одна из немногих деталей, которую можно изготовить, не прибегая к высокой технологии. Это обычный объект макетного и заводского конструирования, хотя в последние десятилетия миниатюрные катушки индуктивности часто выпускаются как готовые компоненты.

Основные типы индуктивностей, применяемых в заводских конструкциях маломощных УКВ-передатчиков, могут использоваться и в макетах. И наоборот, в макетах следует использовать те типы индуктивных элементов, которые затем предполагается применить в промышленных конструкциях. Рассмотрим свойства и особенности нескольких типов этих элементов.

А. Объемные катушки в виде прямой спирали круглого сечения

Объемные катушки бывают воздушными (бескаркасными) и каркасными. Размеры компонент элементной базы совместного применения, например транзисторов, диодов, резисторов, триммеров, катушек и др., обычно бывают одного порядка. Типичный диаметр воздушных катушек маломощных каскадов УКВ — единицы миллиметров. По соображениям достаточной жесткости воздушной катушки диаметр провода должен быть не менее десятых долей диаметра катушки. Отсюда типичный диаметр провода — десятые доли миллиметра (до 1—1,5 мм в оконечных каскадах). Слишком малый относительно диаметра катушки диаметр провода делает ее «рыхлой», индуктивность подвержена вибрациям и прочим механическим воздействиям. Индуктивность бескаркасных катушек, закрепленных пайкой, может плавно в пределах десятков процентов подгоняться их сжатием — растяжением. Слишком большой диаметр провода (порядка 1 мм и более) затрудняет такую подгонку, а также затрудняет пайку и уменьшает индуктивность катушки.

AnyScanner

Наибольшую индуктивность при ограниченном размере имеют катушки плотной намотки (виток к витку). Она возможна, если провод изолированный. Недостатки таких катушек (не всегда существенные) — повышенная межвитковая емкость и потери в диэлектрике изоляции. Меньшую собственную емкость, большую добротность ценой снижения индуктивности имеют катушки с разреженной намоткой, уменьшающей емкостные токи в диэлектрике изоляции. Для таких катушек используется и голый медный провод.

При одинаковом объеме бóльшую индуктивность и добротность благодаря магнитной связи между витками имеют короткие катушки (с отношением длины к диаметру до единицы). Это следует учитывать при расчетах катушек.

Меньшим может быть диаметр провода каркасных катушек. Это позволяет при тех же внешних габаритах катушки значительно (на один-два порядка) увеличить индуктивность, сохраняя высокую жесткость катушки.

Индуктивность каркасных катушек УКВ рассматриваемого типа может плавно уменьшаться на десятки процентов медным или латунным сердечником с винтовой резьбой. Поэтому они более пригодны для точной настройки, что позволяет иногда обходиться без подстроечных конденсаторов (триммеров).

Особенностью объемных катушек в виде прямой короткой спирали является создаваемое ими значительное магнитное поле вокруг катушки, на расстояниях порядка диаметра катушки. Поэтому их не рекомендуется располагать рядом, особенно соосно, во избежание паразитной взаимной связи. И наоборот, их взаимная индуктивность может быть простым средством полезной связи. В макетных конструкциях эту связь можно плавно регулировать расстоянием или углом между катушками.

Б. Тороидальные каркасные катушки УКВ

В этих катушках в качестве каркаса используют диэлектрический тороид из пластмассы. Достоинство такой катушки — малость создаваемого ею внешнего поля и малая подверженность «чужим» полям, что допускает более плотный монтаж устройства. Каркас ее дешев и прост в изготовлении. Индуктивность катушек на тороидальных диэлектрических каркасах, пока они не покрыты лаком, может подгоняться снятием или добавлением витков, однако лишь дискретно (скачкообразно), и не может изменяться у покрытых лаком (лак используется для придания влагостойкости, жесткости

и для приклеивания таких катушек к монтажной плате). Поэтому такая конструкция пригодна лишь в тех случаях, когда индуктивность не критична.

В. Полосковые индуктивности

В технологии гибридных интегральных схем индуктивность реализуется в виде отрезка полосковой линии — прямого, или свернутого в круглую, или прямоугольную плоскую спираль, или в меандр. Эта линия формируется непосредственно в диэлектрической монтажной плате, например стеклотекстолитовой, покрытой фольгой с обеих сторон (см. рис. 5.5, *в*). С верхней (лицевой) стороны удаляют участки фольги, оставляя линию — проводник над экраном (нижней фольгированной стороной платы) с заданной индуктивностью между концами этого проводника. В виде такой спирали часто выполняются контурные индуктивности и дроссели устройств для верхней части УКВ-диапазона. Иногда в целях увеличения индуктивности фольгу с нижней стороны платы напротив катушки удаляют.

Г. Индуктивность короткого отрезка провода

Индуктивность его невелика для использования в качестве контурной на частотах УКВ-диапазона. Это обычно паразитная индуктивность выводов транзисторов, конденсаторов и других компонент, способная, несмотря на сравнительную малость, существенно ухудшить свойства компонент. Например, паразитная индуктивность общего вывода транзистора порядка единиц нГ (длина проводника единицы миллиметра) значительно снижает усиление мощного усилителя с общим эмиттером (ОЭ), может вызвать самовозбуждение в мощном усилителе с общей базой (ОБ). Индуктивность выводов резко ухудшает действие блокировочных конденсаторов, увеличивает эффективную емкость триммеров и затрудняет создание широкополосных устройств. Поэтому в схемах УКВ-диапазона следует предвидеть эти осложнения, снижать и учитывать паразитные индуктивности.

Точный аналитический расчет индуктивностей возможен лишь для немногих частных случаев (см. прил. 11). На практике пользуются эмпирическими формулами, графиками и таблицами. Формулы для определения индуктивности катушек и проводников нескольких типов, экспериментальные данные, ограничение на диаметр по допустимому переменному току приводятся ниже.

1. *Индуктивность однослойной катушки*

$$L = 100(K_1N + K_2N^2)D, \qquad (5.1)$$

где N — количество витков; L — индуктивность, нГ.

AnyScanner

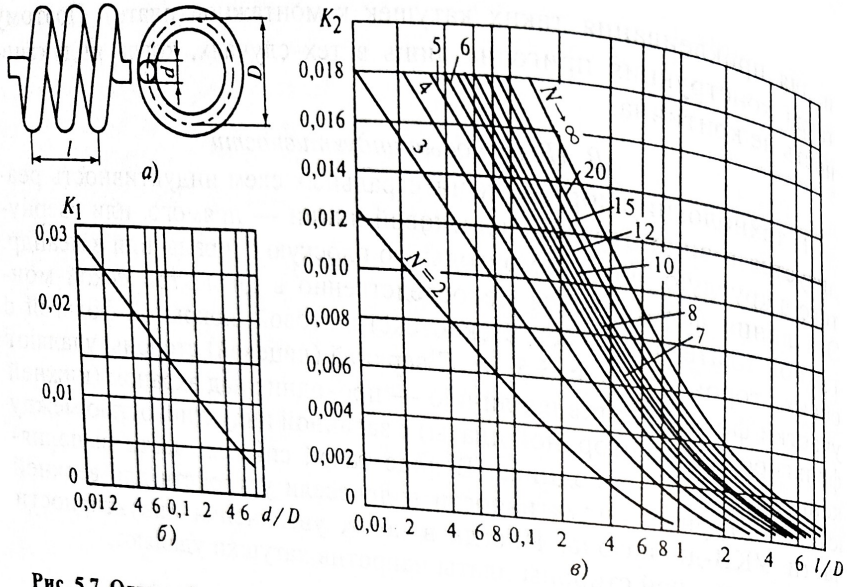


Рис. 5.7. Однослойная катушка (*а*) и графики для расчета ее индуктивности (*б, в*)

Размеры катушки в миллиметрах обозначены на рис. 5.7, *а*. Коэффициенты K_1, K_2 определяются из графиков, приведенных на рис. 5.7, *б, в*.

Пример 1. При $N = 3$, $D = 10$ мм, $d = 1$ мм и плотной намотке длина катушки $l = 3$ мм; $d/D = 0{,}1$; $K_1 = 0{,}015$; $l/D = 0{,}3$; $K_2 = 0{,}005$; $L = 90$ нГ.

Пример 2. Разреженная намотка. Пусть при $N = 3$, $D = 10$ мм, $d = 1$мм длина катушки $l = 6$ мм; $d/D = 0{,}1$; $K_1 = 0{,}015$; $l/D = 0{,}6$; $K_2 = 0{,}0026$; $L = 68{,}4$ нГ.

Для некоторых частных случаев есть оценочные формулы, не требующие использования вспомогательных графиков, что облегчает автоматизацию расчетов.

Индуктивность, нГ, однослойной катушки, приведенной на рис. 5.7, *а*, при плотной намотке (виток к витку) приближенно определяется формулой:

$$L \approx \frac{N^2 D}{\frac{Nd}{D} + 0{,}45}. \qquad (5.2)$$

Пример 3. При данных примера 1 ($N = 3$, $d = 1$ мм, $D = 10$ мм) формула дает значение индуктивности 120 нГ.

Индуктивность, нГ, однослойных катушек с отношением длины к диаметру больше 5 приближенно вычисляется с помощью формулы

$$L = 100\,\frac{0{,}2N^2D^2}{(20l + 9D)}. \qquad (5.3)$$

Пример 4. $D = 3$ мм, $l = 20$ мм, $N = 40$; по формуле (5.3) $L = 674$ нГ.

Любой реальный индуктивный элемент имеет паразитную емкость C_0, пренебрежение которой при расчете катушки с высоким реактивным сопротивлением, например дросселя, может дать большую завышающую ошибку в определении индуктивности.

По Б.П. Асееву паразитная емкость, пФ, бескаркасной однослойной катушки из неизолированного провода оценивается формулой

$$C_0 = \frac{\pi D}{36\ln\left(S/d + \sqrt{(S/d)^2 - 1}\right)}. \qquad (5.4)$$

Здесь S — шаг намотки, мм; d — диаметр провода, мм; D — диаметр катушки, мм.

Пример 5. Пусть $D = 8$ мм, $S/d = 3$; $C_0 = 0{,}396$ пФ.

По В.А. Котельникову при разреженной намотке с отношением $S/d \approx 3$ имеем

$$C_0 \approx 0{,}05D = 0{,}4 \text{ пФ}. \qquad (5.5)$$

Паразитная емкость каркасной катушки из изолированного провода с плотной намоткой может превышать даваемую формулами (5.4) и (5.5) на 0,5—1 порядок.

2. *Катушка на тороидальном диэлектрическом каркасе*

Индуктивность, нГ, тороидальной катушки плотной намотки при $\mu = 1$ (диэлектрический каркас) вычисляется по формуле

$$L = 10^9\mu_0\frac{N^2S}{l_{ср}} = 0{,}4\pi\frac{N^2S}{l_{ср}}. \qquad (5.6)$$

Здесь S — площадь поперечного сечения обмотки, мм^2; $l_{ср}$ — длина средней линии магнитного потока, мм; N — число витков.

AnyScanner

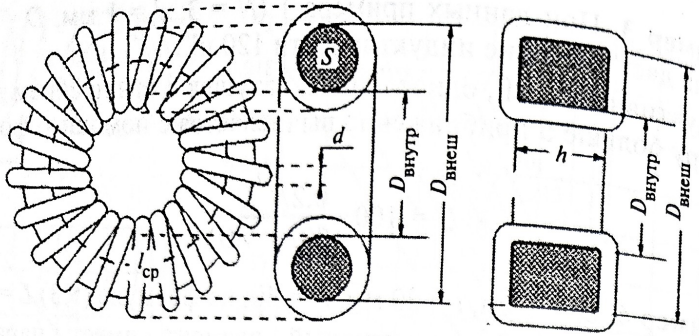


Рис. 5.8. Катушка на тороидальном диэлектрическом каркасе с круглым (*а*) и квадратным сечением (*б*) обмотки

Пусть внутренний диаметр диэлектрического тороидального каркаса, приведенного на рис. 5.8, *а*, равен $D_{внутр}$, внешний — $D_{внеш}$. Этим определяется площадь круглого сечения $S = \pi D^2/4$ и длина $l_{ср} = \pi(D_{внеш} - D_{внутр})/2$. Максимальное число витков, которое можно поместить на каркасе при однослойной плотной намотке, составляет не более $N_{max} = \pi D_{внутр}/d$, где d — диаметр провода.

Пример 6. Пусть $D_{внеш} = 4$ мм, $D_{внутр} = 2$ мм, $d = 0{,}1$ мм. Тогда $D = \dfrac{D_{внеш} - D_{внутр}}{2} = 1$ мм, $N_{max} = \pi D_{внутр}/d = 62$, $S = \pi D^2/4 = 0{,}78$ мм^2, $l_{ср} = \pi(D_{внеш} + D_{внутр})/2 = 4{,}7$ мм, $L_{max} = 0{,}4\pi\dfrac{62^2 \cdot 0{,}78}{4{,}7} = 800$ нГ.

3. Индуктивность короткого отрезка провода в свободном пространстве (удаленного от экрана)

$$L = 0{,}2l\left(\ln\frac{4l}{d} - 1\right), \qquad (5.7)$$

где L — индуктивность, нГ; l, d — длина и диаметр провода, мм.

Пример 7. Индуктивность, нГ, отрезка провода диаметром 1 мм, длиной 10 мм вычисляется следующим образом:

$$L = 0{,}2 \cdot 10\left(\ln\frac{4 \cdot 10}{1} - 1\right) = 5{,}38.$$

4. Отрезок микрополосковой линии

Короткий отрезок микрополосковой линии (МПЛ) — печатный проводник короче $\lambda/8$ на диэлектрической подложке, имеющей с обратной стороны металлизацию (рис. 5.9, *а*), может быть приближенно представлен четырехполюсником *LC*, изображенным на рис. 5.9, *б*, параметры которого определяются формулами (5.8)—(5.9).

Индуктивность, нГ, и емкость, пФ, короткого отрезка длиной l, мм, микрополосковой линии определяются по формулам:

$$L = 0{,}2l \cdot \ln\left(\frac{8h}{w} + 0{,}25\frac{w}{h}\right); \qquad (5.8)$$

$$C = 5{,}555 \cdot 10^{-4}\,\frac{\varepsilon_{эфф}}{\ln\left(\dfrac{8h}{w} + 0{,}25\dfrac{w}{h}\right)}\,l; \qquad (5.9)$$

длина волны в линии

$$\lambda = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_{эфф}}, \qquad (5.10)$$

где λ_0 дана в см, а f — в ГГц;

$$\lambda_0 = \frac{30}{f}, \qquad (5.11)$$

$$\varepsilon_{эфф} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2}\,\frac{1}{\sqrt{1 + 10\dfrac{h}{w}}}. \qquad (5.12)$$

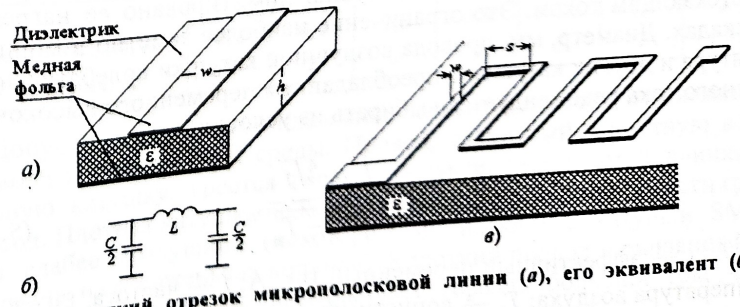


Рис. 5.9. Короткий отрезок микрополосковой линии (*а*), его эквивалент (*б*) и полосковый дроссель (*в*)

Пример 8. Отрезок микрополосковой линии шириной 1 мм, с толщиной подложки 1 мм, длиной 10 мм имеет индуктивность на частотах, для которых длина отрезка меньше 1/8 длины волны в линии

$$L = 0{,}2 \cdot 10 \cdot \ln\left(\frac{8 \cdot 1}{1} + 0{,}25\,\frac{1}{1}\right) = 4{,}22 \text{ нГ}.$$

Далее найдем по формулам (5.9)—(5.12) емкость C отрезка на корпус (см. рис. 5.9, *б*).

Пусть $\varepsilon = 6$, $f = 0{,}2$ ГГц. Тогда $\varepsilon_{эфф} = 4{,}25$, $\lambda / 8 = 9$ см, $C = 1{,}12$ пФ.

В верхней части УКВ-диапазона в мощных каскадах в гибридных интегральных схемах, стремясь уменьшить количество навесных компонентов, используют полосковые дроссели, представленные на рис. 5.9, *в*. Это отрезок линии длиной $\lambda/4$, свернутый в квадратную спираль или меандр. Согласно предыдущему примеру такой дроссель в виде полоски шириной 1 мм получим, взяв длину отрезка линии 18 см. Для уменьшения площади, занимаемой таким дросселем, и увеличения его реактивного сопротивления целесообразно уменьшать ширину полоски до долей миллиметра. Во избежание связи между соседними участками спирали или меандра, уменьшающей индуктивность, расстояние s между проводниками выбирается не менее $4w$ при $\varepsilon = 9$—10, при меньших ε расстояние следует увеличить.

Температурные ограничения на диаметр провода воздушной катушки

Из приведенных формул следует, что при прочих равных условиях уменьшение диаметра провода приводит к росту индуктивности. Это выгодно с точки зрения миниатюризации катушки. Однако уменьшение размеров катушки лимитировано ее нагревом протекающим током. Это ограничение наиболее заметно в мощных каскадах. Диаметр, мм, провода воздушной катушки колебательного контура и других катушек с преобладанием переменного высокочастотного тока рекомендуется выбирать из условия

$$d > 0{,}057\,\frac{I_{эфф}\sqrt[4]{f}}{\sqrt{T_к - T_в}}, \qquad (5.13)$$

где $I_{эфф}$ — эффективный переменный ток, А; f — частота, Гц; $T_в$ — температура воздуха; $T_к$ — допустимая температура катушки, °С.

Увеличение необходимого диаметра провода с ростом частоты объясняется скин-эффектом, повышающим активное сопротивление провода и выделяемую мощность из-за оттеснения тока к поверхности провода.

Пример 9. $I_{эфф} = 0{,}5$ А, $f = 200$ МГц $= 2 \cdot 10^8$ Гц, $T_в = 40$ °С, $T_к = 90$ °С. Допустимый диаметр провода определим по формуле

$$d > 0{,}057\,\frac{0{,}5\sqrt[4]{2 \cdot 10^8}}{\sqrt{90 - 40}} = 0{,}48 \text{ мм}.$$

В коллекторных и эмиттерных дросселях, наоборот, из-за подавления переменного высокочастотного тока преобладает постоянная составляющая тока, которая и определяет нагрев дросселя. Провод дросселя обычно выбирают тонким по сравнению с проводом контурных катушек, что позволяет получить относительно большую индуктивность при малых размерах.

Уменьшение диаметра провода дросселя лимитировано его перегревом проходящим постоянным током. Широко применяемый медный обмоточный провод марок ПЭВ-1, ПЭВ-2 имеет предельно допустимую температуру 105 °С. Для грубой оценки минимально допустимого по нагреву диаметра эмалированного провода воздушного (бескаркасного) высокочастотного дросселя можно использовать данные, приведенные в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Допустимый постоянный ток и ток плавления медного провода в зависимости от диаметра провода

Диаметр, мм	0,05	0,09	0,11	0,14	0,16	0,20	0,25
Ток:							
допустимый, А	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,4	2
плавления, А	1	2	3	4	5	7	10

Допустимый ток и ток плавления зависят не только от диаметра провода и температуры среды. Провод, свернутый в плотную воздушную катушку, греется гораздо сильнее, чем прямой длинный провод. Плотная катушка на каркасе высокой теплопроводности греется слабее воздушной (некоторые миниатюрные катушки SMD намотаны на стерженьках корунда). Короткий провод, припаянный к контактным площадкам, выдерживает гораздо больший ток, чем длинный провод.

AnyScanner

Другое ограничение диаметра провода дросселя снизу диктуется допустимым падением напряжения за счет постоянного тока и становится главным при низковольтном питании (например, 12,6 В и ниже) и сравнительно большой длине провода дросселя, т.е. в нижней части УКВ-диапазона.

Однако не всякая катушка в цепи постоянного тока коллектора является дросселем, т.е. практически бесконечным сопротивлением для переменного тока. Нередко эта катушка совмещает две функции: пропускает постоянный ток коллектора и обеспечивает относительно низкоомную индуктивную часть коллекторной нагрузки $X_н$, компенсирующей реактивную нагрузку коллектора его собственной емкостью. Такие катушки следует делать из того же провода, что и контурные, так как через них протекает значительный переменный ток, равный $U_к/X_н$.

5.4. Высокочастотные конденсаторы для УКВ-диапазона

Нередко в конструкциях УКВ-передатчиков единственным типом конденсаторов трансформирующих и фильтрующих цепей связи являются триммеры — подстроечные конденсаторы. Их сравнительно небольшая емкость (от долей до сотен пФ) оказывается достаточной для УКВ-диапазона. В принципе для настройки трансформирующей цепи связи, выходной или межкаскадной, необходимо минимум два подстроечных элемента (комплексное входное сопротивление цепи связи, которое обеспечивает настройка, характеризуется двумя параметрами: активным и реактивным сопротивлениями, и их необходимую комбинацию в общем случае можно получить минимум двумя органами подстройки. Подстроечными элементами могут быть как катушки, так и конденсаторы — триммеры, которые в отличие от конденсаторов переменной емкости допускают ограниченное количество поворотов ротора (100—200), достаточное для разовой настройки и определяемое их износоустойчивостью.

В прил. 5 из множества типов триммеров выбраны КТ4-25 (модификация с допустимым напряжением 250 В), КТ4-33 и КПК-2, КПК-3. Триммеры КТ4-25 отличаются от КТ4-33 повышенной допустимой реактивной мощностью и могут использоваться как в мощных (десятки ватт), так и в маломощных каскадах. КТ4-33 имеют значительно меньшую допустимую реактивную мощность, но вдвое большие пределы перестройки и большее максимальное значение

емкости. Поэтому они больше пригодны, например, для подгонки частоты кварцевых генераторов (однако лишь непрецизионных; в высокостабильных КАГ применение триммеров не рекомендуется — они могут заметно изменять свою установленную емкость, снижая стабильность частоты генерации). Триммеры КПК-2, КПК-3 имеют значительно большую емкость и рекомендуются для нижней части УКВ-диапазона (десятки МГц). Триммеры КПК-3 отличаются от КПК-2 формой корпуса.

В нижней части УКВ-диапазона (десятки МГц), а также и на более высоких частотах в передатчиках большей мощности могут потребоваться в цепях связи емкости, превышающие средние значения емкостей триммеров (полусумму C_{max} и C_{min}). Тогда приходится прибегать к параллельному включению триммера и конденсатора постоянной емкости. Это оправдано, однако лишь до тех пор, пока их суммарная емкость может перестраиваться в разумных пределах (хотя бы на десятки процентов).

Остановимся на использовании конденсаторов постоянной емкости в каскадах УКВ-передатчиков. Минимальный набор их типов и номиналов для курсового проекта дан в прил. 6.

В качестве емкостей резонансных контуров, узкополосных цепей связи, высокочастотных фильтров рекомендуются безвыводные конденсаторы К10-17в типа 1 на основе термостабильной керамики. Их паразитная индуктивность невелика (0,5—2 нГ), потери малы, относительно мал экземплярный разброс емкости (допуск) и достаточна для многих применений допустимая реактивная мощность. Имеется выбор модификаций по температурному коэффициенту емкости (ТКЕ). В прил. 6 упомянуты лишь две группы ТКЕ: МП0 (небольшой минус-плюс вокруг нуля) и М47 (минусовый ТКЕ). Полная номенклатура приведена в справочнике [34].

Однако для передатчиков мощностью десятки ватт и более конденсаторы К10-17в в выходных цепях связи недостаточны по реактивной мощности. Для этих цепей рекомендуются К10-57 с большей реактивной мощностью, часть номенклатуры этих конденсаторов приведена в прил. 6.

В относительно узкополосных цепях (с полосой частот от единиц до первых десятков процентов) конденсаторы постоянной емкости при необходимости используются в комбинации с триммерами для подстройки.

Блокировочные и разделительные конденсаторы в цепях питания, автосмещения, должны иметь малое сопротивление переменному

AnyScanner

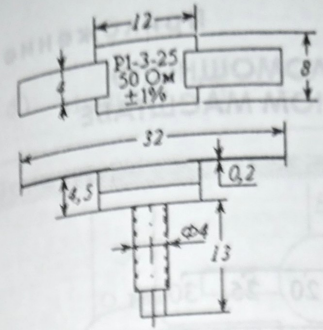
току (нередко в широкой полосе частот) и незначительное переменное напряжение. Поэтому их емкости должны быть лишь достаточно велики, но они малокритичны в отношении экземплярного разброса и стабильности. Поскольку переменные напряжения на емкостях этого назначения обычно незначительны, невелики и реактивные мощности даже при сравнительно больших переменных токах. Кроме больших емкостей, блокировочные конденсаторы должны иметь минимальные паразитные индуктивности. Этому требованию в наибольшей степени удовлетворяют безвыводные конденсаторы. В качестве таких конденсаторов из прил. 6 рекомендуются К10-17в типа 2 на основе сегнетокерамики с высокой, но нестабильной диэлектрической проницаемостью.

В настоящее время распространяется много рекламных материалов и каталогов отечественных и зарубежных фирм, представляющих новую элементную базу, в том числе высокочастотные миниатюрные конденсаторы постоянной емкости и триммеры, которые по своим частотным свойствам могут использоваться в УКВ- и СВЧ-аппаратуре. Однако, подбирая элементную базу для передатчиков, следует иметь в виду, что это разновидность мощной (силовой) электроники, причем высокочастотной. Это означает, что кроме сведений о номиналах емкостей и допустимых постоянных напряжениях для конденсаторов, используемых в усилителях мощности, необходимо знать допустимые реактивные мощности конденсаторов. Однако нередко этот параметр в рекламе и каталогах отсутствует, существенно обесценивая рекламу и препятствуя использованию рекламируемых конденсаторов.

5.5. Резисторы для маломощных УКВ-передатчиков

В маломощных передатчиках УКВ-диапазона в качестве элементов навесного монтажа в цепях постоянного и высокочастотного тока пригодны сравнительно дешевые резисторы общего назначения МЛТ с мощностью рассеяния от 0,125 до 2 Вт (металлопленочные лакированные теплостойкие) с допуском ±10 %. Резисторы С2-33, аналогичные по форме, габаритам и мощности, в отличие от МЛТ имеют в своем ряду малые номиналы, начиная от 1 Ома, которые могут потребоваться в цепях эмиттерного автосмещения и других местах (см. прил. 6).

В качестве более мощных высокочастотных резисторов (балласты мостовых усилителей мощностью десятки-сотни ватт) используются,



Стандартное обозначение Р1-3-25-50 Ом±1%

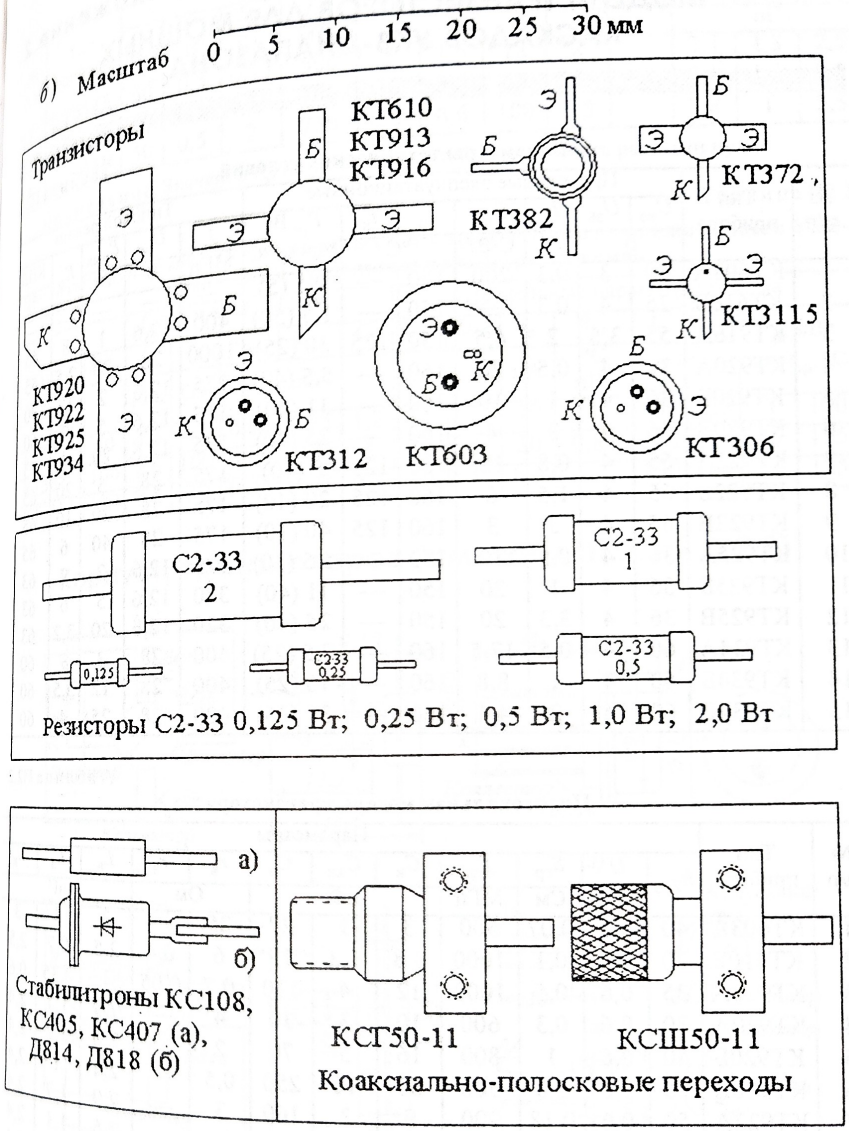
Р—резистор; 1—непроволочный;
3—регистрационный номер;
25—номинальная мощность рассеяния;
50 Ом; допуск 1%

Рис. 5.10. Резисторы мощные высокочастотные Р1-3-25

например, Р1-3-25 на 25 Вт, 50 Ом ±1 %, приспособленные к отдаче тепла в радиатор через изолирующую керамическую подложку (рис. 5.10) и монтируемые аналогично мощным транзисторам. Полосковые выводы такого же типа, как у мощных транзисторов, предназначены для печатного монтажа.

Приложение 1

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА МАЛОМОЩНОГО УКВ-ПЕРЕДАТЧИКА В ЕДИНОМ МАСШТАБЕ



Приложение 2

МОДЕЛИ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ МОЩНЫХ КАСКАДОВ УКВ-ДИАПАЗОНА

Таблица П2.1

Параметры технических условий

№ п/п	Тип прибора	Предельные эксплуатационные							Типовой режим				
		$U_{кэ}$	$U_{эб}$	$I_к$	$R_{пк}$	$t_п$	$t_к$	$P_р$, Вт при $t_к$, °С	f	$U_{ко}$	$P_{вых}$	$K_р$	КПД
		В		А	С/Вт	°С			МГц	В	Вт		%
1	КТ603А	30	3	0,3	200	150	—	0,5 (5)	—	—	—	—	—
2	КТ610Б	26	4	0,3	—	150	—	1,5 (50)	400	12,6	1	8	45
3	КТ916А	55	3,5	2	4,5	150	125	30 (25)	1000	28	20	2,5	55
4	КТ920А	36	4	0,5	20	160	—	5,5 (40)	175	12,6	2	12	70
5	КТ920Б	36	4	1	10	160	—	11 (40)	175	12,6	5	9	60
6	КТ920В	36	4	3	4	160	—	25 (40)	175	12,6	20	4	75
7	КТ922А	65	4	0,8	15	160	125	8 (40)	175	28	5	20	65
8	КТ922Б	65	4	1,5	6	160	125	20 (40)	175	28	20	10	65
9	КТ922В	65	4	3	3	160	125	40 (10)	175	28	40	6	65
10	КТ925А	36	4	0,5	20	150	—	5,5 (40)	320	12,6	2	7	63
11	КТ925Б	36	4	1	20	150	—	11 (40)	320	12,6	5	6	63
12	КТ925В	36	4	3,3	20	150	—	25 (40)	320	12,6	20	3,2	63
13	КТ934А	60	4	0,5	17,5	160	—	7,5 (25)	400	28	3	9	60
14	КТ934Б	60	4	1	8,8	160	—	15 (25)	400	28	12	5,5	60
15	КТ934В	60	4	2	4,4	160	—	30 (35)	400	28	25	4	60

Таблица П2.2

Полигональная модель транзистора

№ п/п	Тип прибора	Параметры											
		$h_{21э}$	U'	$S_{гр}$	$f_{гр}$	$C_к$	$C_{ка}$	$C_э$	$r_в$	$r_э$	$L_в$	$L_э$	$L_к$
			В	См	МГц	пФ			Ом		нГ		
1	КТ603А	40	0,5	0,07	500	3	1	27	25	—	3	3	3
2	КТ610Б	70	0,6	0,1	1000	3,8	1,3	15	6	0,4	2,5	0,7	2,5
3	КТ916А	35	0,6	0,5	1000	12	4	130	0,7	0,05	1	0,35	0,6
4	КТ920А	30	0,6	0,3	600	10	3	30	4	—	2,9	1,7	2,4
5	КТ920Б	40	0,6	1	800	16	5	70	2	—	2,6	1,2	2,4
6	КТ920В	25	0,6	2,8	500	50	16	250	0,5	—	2,4	1	2,4
7	КТ922А	50	0,6	0,18	900	9	3	160	3	—	2,9	1,7	2,4
8	КТ922Б	50	0,6	0,7	850	20	7	70	1,4	—	2,5	1,1	2,4
9	КТ922В	50	0,6	1,4	600	50	17	350	0,7	—	2,4	0,9	2,4
10	КТ925А	50	0,6	03	1500	9,5	2	80	5	—	2,6	1,2	2,6
11	КТ925Б	50	0,6	1,3	1000	16	4	30	3	—	2,4	1	2,4
12	КТ925В	50	0,6	4	900	44	15	250	0,5	—	2,4	1	2,4

№ п/п	Тип прибора	Параметры											
		$h_{21э}$	U'	$S_{гр}$	$f_{гр}$	$C_к$	$C_{ка}$	$C_э$	$r_в$	$r_э$	$L_в$	$L_э$	$L_к$
			В	См	МГц	пФ			Ом		нГ		
13	КТ934А	50	0,5	0,13	500	5	1,5	12	2		3,1	1,3	2,5
14	КТ934Б	50	0,5	1	700	10	3,3	65	1		3,1	1,2	2,5
15	КТ934В	50	0,5	2	750	20	6,6	100	0,5		2,8	1	2,5

Примечание. Значения $r_э$, не указанные в таблице, принять равными нулю.

Таблица П2.3

Шестиэлементные модели маломощных СВЧ-транзисторов для нижней части УКВ-диапазона и предельные параметры режимов

Тип прибора	$I_к = 5$ мА, $U_{кэ} = 5$ В						Предельные параметры режима							
	$h_{21э}$	$f_т$	r_s	$C_{ка}$	$C_{кл}$	$C_э$	$U_{кэ}$	$U_{эб}$	$I_к$	$R_{пс}$	$t_п$	$t_{ср}$	$P_{гр}$, мВт при $t_{ср}$, °С	
		ГГц	Ом	пФ			В		мА	°С/мВт	°С			
КТ372	50	4,3	67	0,06	0,25	1,2	15	3	10	1	155	125	50	100
КТ382	100	2,6	100	0,06	0,7	2	10	3	20	0,83	150	125	30	125
КТ3115	100	7,5	75	0,04	0,09	0,7	10	1	8,5	—	150	125	35	125

Корпуса транзисторов (см. табл. П.2.1 и П.2.2)

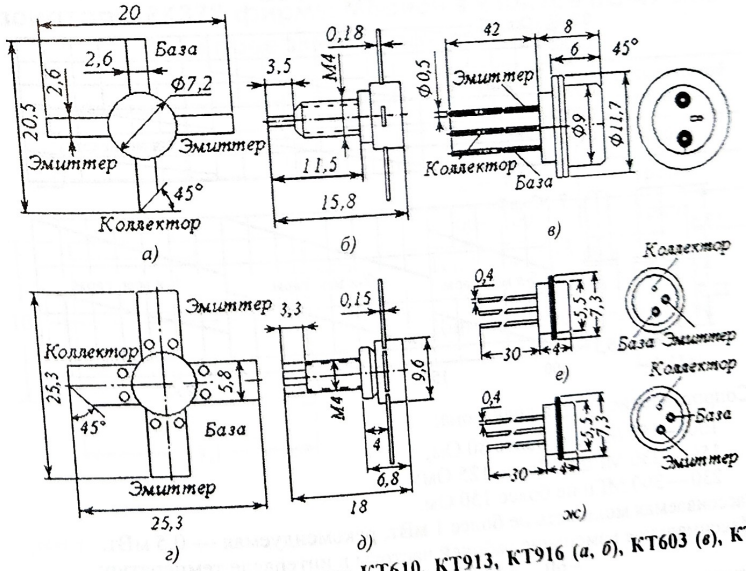
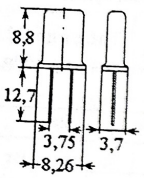


Рис. П.2.1. Корпуса транзисторов КТ610, КТ913, КТ916 (*а*, *б*), КТ603 (*в*), КТ920, КТ922, КТ925, КТ934 (*г*, *д*), КТ312 (*е*) и КТ306 (*ж*)

КВАРЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Резонаторы РК 45



f, МГц	$r_{кв}$, Ом	$C_{кв}$, пФ	C_0, пФ	$C_0/C_{кв}$	№ механической гармоники
15—20	50	0,005—0,012	1,7—2,7	180—300	Первая
20—25	25				
25—30	80	0,0005—0,0013	1,8—2,8	1800—2800	Третья
30—45	50	0,0005—0,0016	1,5—2,5	2000—4600	
45—75			2,5—3,5		
75—100	80	0,00015—0,0005	2,64	8500—18000	Пятая

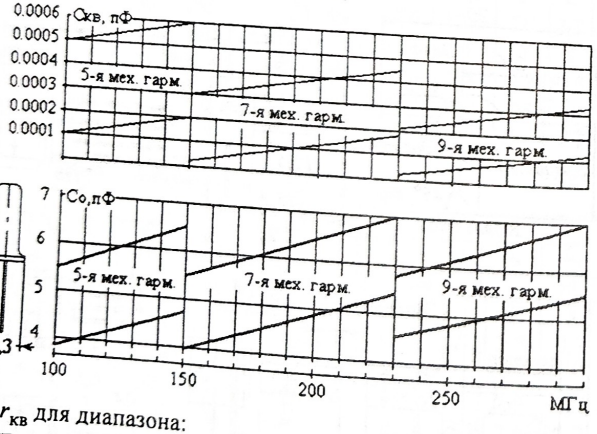
Точность настройки при температуре настройки в пределах $\pm 10 \cdot 10^{-6}$.

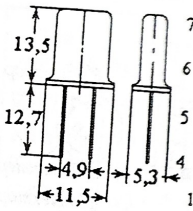
Максимальные изменения частоты резонаторов в интервалах температур: $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ (–10 … + 60 °С); $\pm 15 \cdot 10^{-6}$ (– 40 … +70 °С); $\pm 25 \cdot 10^{-6}$ (– 60 … +85 °С).

Уход частоты резонаторов за первые 10 000 ч наработки в пределах $\pm 20 \cdot 10^{-6}$.

Мощность, рассеиваемая на резонаторах, не более 1 мВт.

Резонаторы РК 62





Сопротивление $r_{кв}$ для диапазона:

100—150 МГц не более 80 Ом;

150—230 МГц не более 125 Ом;

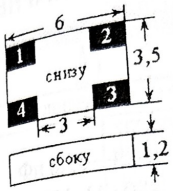
230—300 МГц не более 150 Ом.

Рассеиваемая мощность не более 1 мВт, рекомендуемая — 0,5 мВт.

Максимальное изменение рабочей частоты в интервале температур: –60 … +85 °С не более $\pm 30 \cdot 10^{-6}$.

Изменение частоты в течение срока сохраняемости 20 лет не более $\pm 25 \cdot 10^{-6}$

Резонаторы РК458 фирмы Piezotron (Россия) для поверхностного монтажа



f, МГц	$r_{кв}$, Ом не более	№ механической гармоники
10—40	35	Первая
30—120	50	Третья
75—200	150	Пятая
175—256	200	Седьмая

Контакты выводов: 1, 3 — резонатор; 2, 4 — земля

Точность настройки . . . . . $\pm 30 \cdot 10^{-6}$

Интервал рабочих температур . . . . . –10 + 60 °С

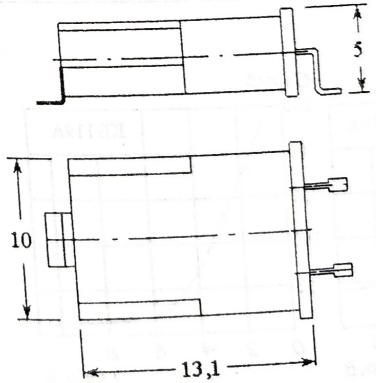
Температурная нестабильность . . . . . $\pm 20 \cdot 10^{-6}$

Статическая емкость . . . . . не более 7 пФ

Уход частоты за 1-й год . . . . . не более $\pm 5 \cdot 10^{-6}$

Тестовый уровень мощности на резонаторе . . . . . 100 мкВт

Резонаторы РК379 фирмы Морион в корпусе НС-49-SMD для поверхностного монтажа



f, МГц	№ механической гармоники
3,5—27	Первая
20—60	Третья
60—100	Пятая

Точность настройки

$(\pm 5 — \pm 30) \cdot 10^{-6}$

Динамические сопротивление

$r_{кв}$ = 20—100 Ом

AnyScanner

Приложение 4

ВАРИКАПЫ КРЕМНИЕВЫЕ, ЭПИТАКСИАЛЬНО-ПЛАНАРНЫЕ

Тип и характеристики прибора	Значение
КВ117А, Б	
Общая емкость при $U_{обр}$ = 3 В и f = 1—10 МГц	26,4—39,6 пФ
Добротность при $U_{обр}$ = 3 В и f = 50 МГц не менее	180 (А), 150 (Б)
Постоянный обратный ток при $U_{обр}$ = 25 В не более	1 мкА ($T \leq +25$ °С), 10 мкА(T +100 °С)
Предельное обратное напряжение	25 В
КВ119А	
Общая емкость при $U_{обр}$ = 1 В и f = 1 МГц	168—252 пФ
Добротность при $U_{обр}$ = 1 В и f = 1 МГц не менее	100
Постоянный обратный ток при $U_{обр}$ = 10 В не более	1 мкА
Предельное обратное напряжение	12 В
КВС120А1	
Сборка из трех изолированных варикапов	
Добротность при $U_{обр}$ = 1 В и f = 1 МГц не менее	100
Постоянный обратный ток при $U_{обр}$ = 10 В не более	1 мкА
Предельное обратное напряжение	32 В

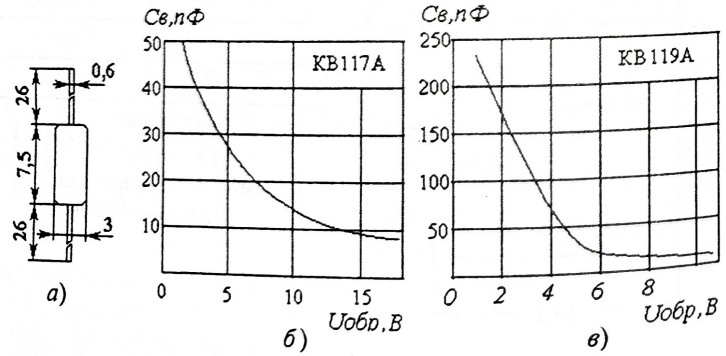


Рис. П4.1. Корпус (*а*) и вольт-фарадные характеристики варикапов типа КВ117А (*б*) и КВ119 (*в*)

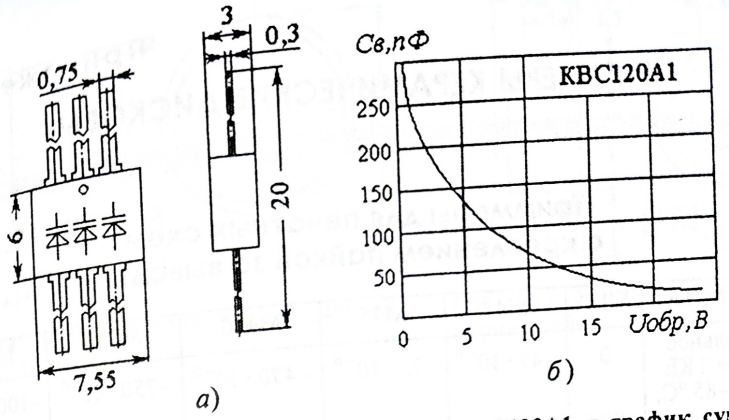


Рис. П4.2. Корпус сборки (*а*) варикапов типа КВС120А1 и график суммарной емкости ее трех варикапов (*б*)

Приложение 5

ТРИММЕРЫ КЕРАМИЧЕСКИЕ ДИСКОВЫЕ

Триммеры для печатных схем с креплением пайкой за выводы

Группа по ТКЕ	МП0	М47	М75	М470	М750	М1000
Номинальное значение ТКЕ при 20—85 °С, 1/°С	0	$-47 \cdot 10^{-6}$	$-75 \cdot 10^{-6}$	$-470 \cdot 10^{-6}$	$-750 \cdot 10^{-6}$	$-1000 \cdot 10^{-6}$

Группа по ТКЕ	Номинальное напряжение	Номинальная емкость, пФ		Реактивная мощность, ВАР	Изменение установленной емкости не более
		max	min		
КТ4-25					
МП0, М75	250 В	0,4	2	125	±(15 % + 0,1 пФ)
МП0, М75		1	5	125	
МП0, М75, М470		2	10	125	
МП0, М75, М470		3	15	125	
М75, М470, М750		4	20	125	
М750		5	25	20	
М750		6	30	20	
М750		8	40	20	
КТ4-33					
М1000	100 В	4	40	5	±(25 % + 0,1 пФ)
		6	60	5	
		8	80	5	
		10	100	5	
		12	120	5	

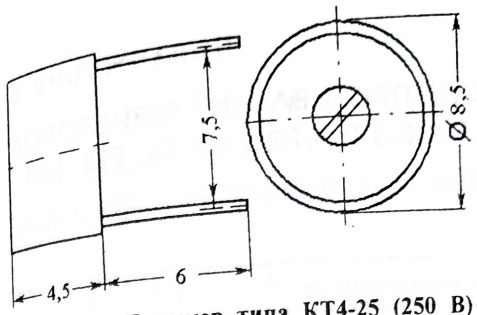


Рис. П5.1. Триммер типа КТ4-25 (250 В) вариант «б»

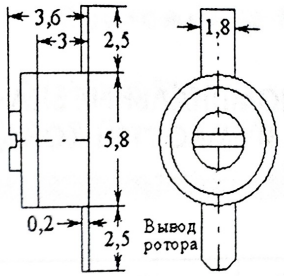


Рис. П5.2. Триммер типа КТ4-33 вариант «б»

Триммеры для панельного монтажа

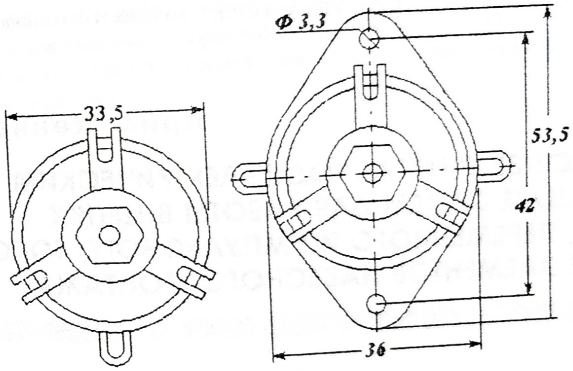


Рис. П5.3. Триммеры типа КПК-2 (*а*) и КПК-3 (*б*)

Номинальное напряжение 500 В	
Номинальная емкость, пФ	
min	max
8	60
10	100
25	150
75	200
125	250
200	325
275	375
350	450

AnyScanner

Приложение 6

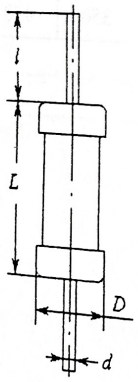
НОМИНАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ РЕЗИСТОРОВ И ЕМКОСТЕЙ КОНДЕНСАТОРОВ ПО РЯДАМ Е6, Е12, Е24

Ряд	Числовые коэффициенты, умножаемые на 10^N, $N = 1, 2, 3, 4, 5, 6$											
Е6	1		1,5		2,4		3,3		4,7		6,8	
Е12	1	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
Е24	1	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,7	3
	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

* В наименовании ряда число после буквы «Е» указывает количество номиналов в пределах одной декады.

Приложение 7

РЕЗИСТОРЫ С2-33 С МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПРОВОДЯЩИМ СЛОЕМ ДЛЯ РАБОТЫ В ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО, ПЕРЕМЕННОГО И ИМПУЛЬСНОГО ТОКОВ В КАЧЕСТВЕ ЭЛЕМЕНТОВ НАВЕСНОГО МОНТАЖА



Номинальная мощность, Вт	Диапазон номинальных сопротивлений, Ом	Размеры, мм			
		D	L	l	d
0,125	$1—3{,}01 \cdot 10^6$	2,2	6	20	0,6
0,25	$1—5{,}11 \cdot 10^6$	3	7	20	0,6
0,5	$1—5{,}11 \cdot 10^6$	4,2	10,2	25	0,8
1	$1—10 \cdot 10^6$	6,7	13	25	0,8
2	$1—10 \cdot 10^6$	8,8	18,5	25	1

Промежуточные значения номинальных сопротивлений соответствуют ряду Е96 с допусками: ±1; ±2 % и ряду Е24 с допусками: ±5 %; ±10 %

Приложение 8

МИНИАТЮРНЫЕ КОАКСИАЛЬНО-ПОЛОСКОВЫЕ ПЕРЕХОДЫ С ВОЛНОВЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ 50 ОМ

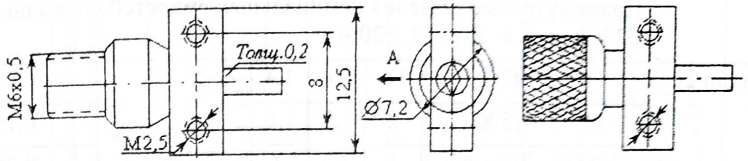
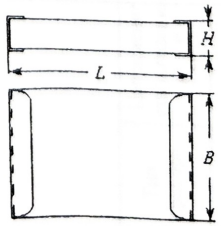


Рис. П 8.1. КСГ50-11 — коаксиальный соосный гнездовой (*а*) и КСШ50-11 — коаксиальный соосный штыревой (*б*) для согласованного соединения симметричных полосковых линий с элементами и узлами, оканчивающимися радиочастотными соединителями

Приложение 9

КОНДЕНСАТОРЫ КЕРАМИЧЕСКИЕ МНОГОСЛОЙНЫЕ МОНОЛИТНЫЕ



Температурный коэффициент емкости конденсаторов типа 1 (термостабильная керамика)	
Группа ТКЕ	Номинальное значение ТКЕ при 20—85 °С, 1/°С
МП0	0
М47	$-47 \cdot 10^{-6}$

Допускаемое изменение емкости конденсаторов типа 2 (сегнетокерамика) в интервале рабочих температур –60 ... +85 °С	
Группа	Относительное изменение емкости, %
Н50	±50
Н90	±90

AnyScanner

Группа по ТКЕ	Пределы номинальных емкостей, пФ	Размеры, мм			Номинальное напряжение, В	Реактивная мощность, ВАР
		L	*B*	*H*		
К10-17в (модификация «в» безвыводные незащищенные (чипы))						
М47 (тип 1)	22—160	1,5	1,4	1,4	50	1
	180—430	2	1,9	1,6		3,5
	470—3000	4	3,2	2		7
	Промежуточные значения номинальных емкостей согласно ряду Е24. Допуски: ±5; ±10; ±20%					
Н50 (тип 2)	470—4700	1,5	1,4	1,4	40	0,05
	6800—15000	2	1,9	1,6		0,15
	22 000—0,1 мкФ	4	3,2	2		0,35
	0,15—0,22 мкФ	5,5	4,6	2		1
	0,33; 0,47 мкФ	8	6,8	2		2
	Промежуточные значения номинальных емкостей согласно ряду Е6. Допуски: –20 + 50%					
Н90 (тип 2)	2700—33000	1,5	1,4	1,4	40	0,05
	0,047; 0,068 мкФ	2	1,9	1,6		0,15
	0,1—0,47мкФ	4	3,2	2		0,35
	0,68; 1; 1,5мкФ	5,5	4,6	2		1
	Промежуточные значения номинальных емкостей согласно ряду Е6. Допуски: –20 + 80%					
К10-57 (безвыводные незащищенные (чипы))						
МП0 (тип 1)	1—47	2	1,9	1,7	100	25
	51—180	2	1,9	1,7		35
	270—510	3,2	3	2,8		300
	Промежуточные значения номинальных емкостей для 6,2 пФ и выше согласно ряду Е24. Допуски: ±5; ±10; ±20% (свыше 10 пФ)					

Приложение 10

СТАБИЛИТРОНЫ

Тип прибора	Напряжение стабилизации $U_{ст}$, В	Ток стабилизации $I_{ст}$, мА			Дифференциальное сопротивление $r_д$, Ом		Температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{ст}$, %/°С	Временная нестабильность напряжения стабилизации $\Delta U_{ст}$, %
		min	ном	max				
Стабилитроны общего назначения								
ДВ14Б	8—9,5 $I_{ст}$ = 5 мА	3	—	36 (T = +35 °С)	≤ 15 при $I_{ст}$ = 5 мА, T = –60...+ 125 °С		≤ 0,08 при $I_{ст}$ = 5 мА T = –60...+ 125 °С	±1, $I_{ст}$ = 5 мА
	При $I_{ст\ ном}$			При T = +85 °С	При $I_{ст\ ном}$			
КС407А	3,1—3,5	1	20	58	≤ 28			
КС407Б	3,7—4,1	1	20	49	≤ 23			
КС407В	4,4—5	1	20	40	≤ 19			
КС407Г	4,8—5,4	1	20	35	≤ 17			
КС407Д	6,4—7,3	1	18,5	25	≤ 4,5			
Стабилитроны прецизионные								
Д818Б	7,65—9 $I_{ст}$ = 10 мА	3		33 (T ≤ 50 °С)	≤ 25 при $I_{ст}$ = 10 мА, T = 25 °С		–0,020 при $I_{ст}$ = 10 мА T = – 60 + 125 °С	±0,13 $I_{ст}$ = 10 мА
КС108В	6,4 ± 5 % $I_{ст}$ = 10 мА	3		10 (T ≤ 60 °С)	≤ 15 при $I_{ст}$ = 7,5 мА, T ≤ +60 °С		±0,0005 при $I_{ст}$ = 7,5 мА T = –5 ... +60 °С	±3,2 мВ за 5000 ч T = –60...+ 125 °С
КС405А	5,89—6,51 $I_{ст}$ = 0,5 мА	0,1		44 (T ≤ 85 °С)	≤ 200 ($I_{ст}$ = 0,5 мА)		–0,002...+0,002 T = 0...+75 °С	–0,1...+0,1

AnyScanner

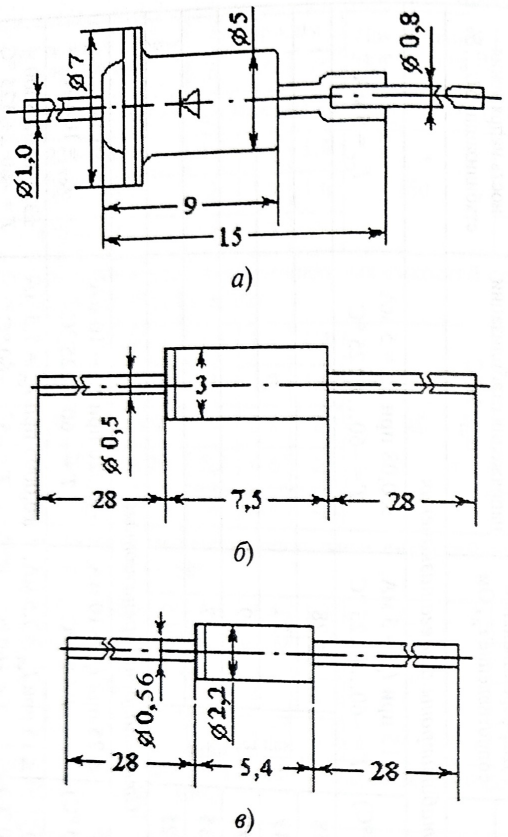


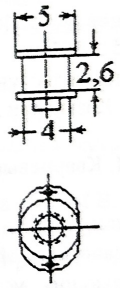
Рис. П 10.1. Стабилитроны типа Д814Б, Д818Б (*а*), типа КС108 (*б*) и типа КС405, КС407 (*в*)

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТИ НА КАРКАСЕ (БЕЗ СЕРДЕЧНИКА)

Индуктивность катушек на каркасе

Параметр	Значение												
Q	90—110										140		
f, МГц	40—80										50—60		
d, мм	0,13										0,47		
N	1,5	2,5	3,5	4,5	5,5	6,5	7,5	8,5	9,5	10,5	4,5	3,5	2,5
L, нГ	41	62	89	118	165	208	261	328	396	446	102	73	35

Примечание. *Q* — добротность, *f* — частота, *d* — диаметр провода, *N* — число витков.



БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Расчет** гармонических составляющих токов транзистора при высоких частотах // Сб. статей «Полупроводниковые приборы и их применение» / В.М. Богачев, Б.Е. Петров, И.А. Попов, О.А. Челноков ; под ред. Я.А. Федотова. М.: Сов. Радио, 1963. Вып. 9. 271 с.
2. **Транзисторы**. Справочник / под общ. ред. И.Ф.Николаевского. М.: Изд-во «Связь», 1969. 624 с.
3. **Кремниевые** планарные транзисторы / В.Г. Колесников, В.И. Никишин, В.Ф. Сыноров и др.; под ред. Я.А. Федотова. М.: Сов. Радио, 1973. 336 с.
4. **Аронов В.Л., Каменецкий Ю.А., Сметанина Д.И.** Высокочастотные свойства транзисторов типа ГТ311 и ГТ313 // Сб. статей «Полупроводниковые приборы и их применение» / под ред. Я.А. Федотова. М.: Сов. Радио, 1969. Вып. 22. 336 с.
5. **Полупроводниковые** приборы: Транзисторы. Справочник / В.Л. Аронов, А.В. Баюков, А.А. Зайцев и др.; под общ. ред. И.Н. Горюнова. М.: Энергоатомиздат, 1985. 904 с.
6. **Спиридонов Н.С., Вертоградов В.И.** Дрейфовые транзисторы. М.: Сов. Радио, 1964. 304 с.
7. **Дробов С.А.** Радиопередающие устройства. М.: Военное изд-во военного министерства Союза ССР, 1951. 1019 с.
8. **Проектирование** радиопередатчиков: учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 2000. 656 с.
9. **Мартынов В.А., Райков П.Н.** Кварцевые резонаторы. М.: Сов. Радио, 1976. 64 с.
10. **Рекламный** буклет ОАО Фонон.
11. **Грей Л., Грэхем Р.** Радиопередатчики. М.: Изд-во «Связь», 1965. 480 с.
12. **Проектирование** радиопередающих устройств СВЧ: учеб. пособие для вузов / Г.М. Уткин, М.В. Благовещенский, В.П. Жуховицкая и др.; под ред. Г.М. Уткина. М.: Сов. Радио, 1979. 320 с.
13. **Lee H.C., Matyckas S.J., Minton R.** Solid state UHF transmitter design // Electronic Industries. 1964. Vol. 23. № 8. P. 96100.
14. **Cash L.M.** VHF Transistor Transmitters for AM and FM Operating Directly from Vehicle Batteries // Mullard Technical Communication. 1968, № 91.
15. **Радиостанции** комплекса «Гранит-М» / В.М. Кузьмин, Ю.Н. Каниболоцкий, Л.Я. Кривцов и др. М.: Радио и связь, 1982. 116 с.
16. **Формирование** модулированных колебаний: учеб. пособие / А.А. Дворников, Г.И. Коптев, В.И. Огурцов, Н.Н. Удалов; под ред. А.А. Дворникова. М.: Издательство МЭИ, 1996. 109 с.

17. **Lentz R.** VHF-, UHF-Transistorsender fur beweglichen und festen Betrieb // UKW Berichte. 1969. Vol. 9. № 3. S. 119138.
18. **Торнхилл А., Дитс Е., Скоби Дж.** Кварцевый генератор на 108 МГц. В справочнике «Полупроводниковые схемы», С. Шварц. М.: ИЛ, 1962. 440 с.
19. **Евсеенков П.Т., Мельников В.В.** Усилители мощности КВ и УКВ-диапазонов на новых отечественных транзисторах // Сб. статей «Полупроводниковые приборы и их применение» / под ред. Я.А. Федотова. М.: Сов. Радио, 1966. Вып. 15.
20. **For high R.f.** power output in transistorized transmitter equipment // Electronics. 1963. Vol. 36. № 36. P. 45.
21. **Глюкман Л.И.** Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. М.: Радио и связь, 1981. 232 с.
22. **Богачев В.М.** Обобщенные коэффициенты разложения для косинусоидальных и косинусквадратичных импульсов // Докл. науч.-техн. конф. по итогам НИР за 19641965 годы. Сек. Радиотехническая, подсекция общей радиотехники. М.: Моск. энерг. ин-т, 1965.
23. **Расчет** каскадов полупроводниковых передатчиков / В.М. Богачев, С.Л. Кунина, Б.Е. Петров, И.А. Попов. М.: Моск. энерг. ин-т, 1964. 172 с.
24. **Кардашев Г.А.** Виртуальная электроника. Компьютерное моделирование аналоговых устройств. М.: Горячая линия Телеком, 2002. 260 с.
25. **Разевиг В.Д.** Схемотехническое моделирование с помощью MicroCap7. М.: Горячая линия Телеком, 2003. 368 с.
26. **Челноков О.А.** Транзисторные генераторы синусоидальных колебаний. М.: Сов. Радио, 1975. 272 с.
27. **Коптев Г.И., Панина Т.А.** Расчет и конструирование транзисторных передатчиков. М.: Моск. энерг. ин-т, 1976.
28. **Коптев Г.И., Панина Т.А.** Схемы и конструкции транзисторных передатчиков. М.: Моск. энерг. ин-т, 1979.
29. **Радиопередающие** устройства / М.В. Балакирев, Ю.С. Вохмяков, А.В. Журиков и др.; под ред. О.А. Челнокова. М.: Радио и связь, 1982. 256 с.
30. **Жутяев С.Г.** Любительская УКВ-радиостанция. М.: Радио и связь, 1981. 64 с.
31. **Киехару Исобэ.** Расчет мощных усилителей дециметрового диапазона / Radio and Electron. 1971. Т. 8. № 7. С. 136152.
32. **Карманный** справочник по электронике: пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993. 176 с.
33. **Резисторы**, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА: Справочник / Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренок. Минск.: Беларусь, 1994. 591 с.
34. **Конденсаторы**: справочник / И.И. Четвертков, М.Н. Дьяконов, В.И. Присняков и др.: под ред. И.И. Четверткова, М.Н. Дьяконова. М.: Радио и связь, 1993. 392 с.
35. **Электронные** компоненты для поверхностного монтажа. Каталог II квартал 2000 г. ООО СМП. Фирмы Murata и др.

AnyScanner SCAN

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список основных обозначений 3

Предисловие 6

Глава 1. **Малосигнальные модели биполярных транзисторов для УКВ-диапазона** 9

1.1. Идентификация модели маломощного биполярного высокочастотного транзистора по y-матрице 9

1.2. Модель маломощного сверхвысокочастотного биполярного транзистора 19

Глава 2. **Кварцевые автогенераторы. Примеры схем** 23

2.1. Общие сведения 23

2.2. Примеры схем кварцевых автогенераторов — возбудителей маломощных одноканальных УКВ-передатчиков 28

Глава 3. **Расчет генератора с кварцевым резонатором в цепи базы** 43

3.1. Расчет режима транзистора 43

3.2. Расчет колебательной системы генератора 46

3.3. Расчет выходного трансформатора 51

3.4. Цепи подачи напряжений питания и смещения 52

3.5. Моделирование кварцевого автогенератора на УКВ-транзисторе КТ312Б. Сравнение с формульным расчетом 53

3.6. Проверка отсутствия возбуждения кварцевого автогенератора на паразитных частотах 57

Глава 4. **Моделирование кварцевого автогенератора при отсутствии формульной методики расчета** 59

Глава 5. **Конструкция маломощного УКВ-устройства** 71

5.1. Разновидности элементной базы и типов конструкции 71

5.2. Макетная монтажная плата, шасси, теплоотвод 78

5.3. Конструктивный расчет индуктивностей 83

5.4. Высокочастотные конденсаторы для УКВ-диапазона 92

5.5. Резисторы для маломощных УКВ-передатчиков 94

Приложение 1. **Элементная база маломощного УКВ-передатчика в едином масштабе** 96

Приложение 2. **Модели транзисторов для мощных каскадов УКВ-диапазона** 98

Приложение 3. **Кварцевые резонаторы** 100

Приложение 4. **Варикапы кремниевые, эпитаксиально-планарные** 102

Приложение 5. **Триммеры керамические дисковые** 104

Приложение 6. **Номинальные значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов по рядам Е6, Е12, Е14** 106

Приложение 7. **Резисторы С2-33 с металлодиэлектрическим проводящим слоем для работы в цепях постоянного, переменного и импульсного токов в качестве элементов навесного монтажа** 106

Приложение 8. **Миниатюрные коаксиально-полосковые переходы с волновым сопротивлением 50 Ом** 107

Приложение 9. **Конденсаторы керамические многослойные монолитные** 107

Приложение 10. **Стабилитроны** 109

Приложение 11. **Экспериментальные результаты измерений индуктивности на каркасе (без сердечника)** 111

Библиографический список 112

AnyScanner SCAN

Учебное издание

Коптев Глеб Иванович

УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ.
МОДЕЛИ ТРАНЗИСТОРОВ, КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
(РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ), МАКЕТНОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ
МАЛОМОЩНЫХ УКВ-ПЕРЕДАТЧИКОВ

Учебное пособие
по курсу
«Устройства генерирования и формирования сигналов»
для студентов, обучающихся по направлению «Радиотехника»

Редактор *О.М. Горина*

Подписано в печать с оригинала-макета 18.05.09 Формат 60×84/16
Бумага офсетная Гарнитура «Таймс» Печать офсетная
Физ. печ. л. 7,25
Тираж 300 экз. Изд. № 86 Заказ №233т

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14,
тел/факс: (495) 361-1681, адрес в Интернете: http://www.mpei-publishers.ru,
электронная почта: publish@mpei.ru, publish@mpei-publishers.ru

Отпечатано в типографии ФКП «НИИ «Геодезия», 141292, Московская обл.,
г. Красноармейск, пр. Испытателей, д. 14

Опечатки в пособии «Устройства генерирования и формирования сигналов»
Автор Г.И. Коптев

Напечатано:	Следует читать:
Стр. 20, рис.1.4	
$L_{Б0}$	$C_{Б0}$
Стр. 25, строка 17 сверху	
f	$3f$
Стр. 27	
(–10…+ 69 °С)	(–10…+ 60 °С)
Стр. 44 , пункт 2	
$\gamma_1 = \theta/180 - (\sin 2)/2\pi$	$\gamma_1 = \theta/180 - (\sin 2\theta)/2\pi$
Стр. 45, пункт 7	
$C = \sin\varphi_{1кз} + \omega_т C_{ка} R_{к1} \gamma_1 \sin\varphi_S$	$C = \sin\varphi_{1кз} + \omega_т C_{ка} R_к \gamma_1 \sin\varphi_S$
Стр. 46, продолжение пункта 7	
$B_{вх1} \approx \frac{(\cos\varphi_{1кз} \cdot B - D\,C)\gamma_1}{r_Б(\cos^2\varphi_{1кз} + C^2)} + \frac{1-\gamma_1}{\omega C_э}$	$B_{вх1} \approx \frac{(\cos\varphi_{1кз} \cdot B - D\,C)\gamma_1}{r_Б(\cos^2\varphi_{1кз} + C^2)} + (1-\gamma_1)\omega C_э$
Стр. 47, строка 20 сверху	
$r_{кв}$ = 50 Ом	$r_{кв}$ = 80 Ом
Стр. 50, пункт 14	
$R_н = \frac{1}{\frac{1}{R_н} + \frac{G_2 K \cos(\alpha + \Phi_1)}{\cos\alpha}}$	$R_н = \frac{1}{\frac{1}{R_к} + \frac{G_2 K \cos(\alpha + \Phi_1)}{\cos\alpha}}$
Стр. 52, пункт 16	
$A = R_н \frac{X^2}{R_н^2 + X_с^2}$	$A = R_н \frac{X_с^2}{R_н^2 + X_с^2}$
Стр. 85, строка 8 снизу	
…случаев (см. прил. 11).	…случаев.
Стр. 98, табл. П2.1, пункт 1	
0,5(5)	0,5(50)
Стр. 98, табл. П2.2, столбец $C_э$:	
Пункт 7 160	70
Пункт 8 70	160
Пункт 10 80	30
Пункт 11 30	80
Стр. 98, строка наименований параметров в табл. П2.2	
$L_в$	$L_б$
Стр. 99, строка наименований параметров в окончании табл. П2.2	
$r_в$ $L_в$	$r_б$ $L_б$
Стр. 99, табл. П2.3, строка наименований параметров, индексы при *r* и *C*	
s кл	б кп
Стр. 104, Номинальная емкость, пФ	
max min	min max
Стр. 106, строка Ряд	
N = 1, 2, 3, 4, 5, 6	N = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6