

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Омский государственный технический университет»

И. В. Хоменко, А. В. Косых

КВАРЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ

Учебное пособие

Омск
Издательство ОмГТУ
2018

УДК 621.373(075)
ББК 32.848-041.3я73
Х76

Рецензенты:

Е. Д. Бычков, д-р техн. наук, профессор кафедры
«Телекоммуникационные, радиотехнические системы и сети» ОмГУПС;
А. А. Губарев, канд. техн. наук, начальник отдела разработки НПО «МИР»

Хоменко, И. В.

Х76 Кварцевые резонаторы и генераторы : учеб. пособие / И. В. Хоменко, А. В. Косых ; Минобрнауки России, ОмГТУ. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2018. – 160 с. : ил.

ISBN 978-5-8149-2583-1

Приведены основы теории, расчёта и моделирования схем автогенераторов, сведения о принципе действия кварцевых резонаторов, их электрических и эксплуатационных характеристиках. Даны описания моделей кварцевых резонатора и автогенератора с результатами моделирования. Представлены варианты заданий и примеры расчётов.

Предназначено для студентов очной и заочной форм обучения по радиотехническим направлениям и профилям, изучающих дисциплины «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Радиопередающие устройства», «Устройства генерирования и синтеза частот». Может быть использовано при подготовке к аттестации по указанным дисциплинам, при выполнении домашних заданий, расчётно-графических работ, курсового проектирования, расчётов автогенераторов для выпускных квалификационных работ.

УДК 621.373(075)

ББК 32.848-041.3я73

*Печатается по решению редакционно-издательского совета
Омского государственного технического университета*

ISBN 978-5-8149-2583-1

© ОмГТУ, 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. КВАРЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ	6
1.1. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ	6
1.2. МЕХАНИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ	11
1.3. КОНСТРУКЦИЯ КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА	16
1.4. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА	17
1.5. ТИПЫ СРЕЗОВ КВАРЦЕВЫХ ПЛАСТИН	23
1.6. ТЕМПЕРАТУРНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ	25
1.7. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ.....	30
1.8. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ.....	38
2. АВТОГЕНЕРАТОРЫ	40
2.1. АВТОГЕНЕРАТОРЫ. БАЛАНС АМПЛИТУД. БАЛАНС ФАЗ	40
2.2. СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ.....	46
2.2.1. Генераторы по трёхточечной схеме.....	47
2.2.2. Анализ трёхточечной ёмкостной схемы кварцевого генератора	51
2.2.3. Анализ влияния угла отсечки на мощность рассеивания в кварцевом резонаторе	59
2.2.4. Расчёт элементов емкостной трёхточечной схемы кварцевого генератора с учётом рассеиваемой мощности на резонаторе	61
2.3. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ КГ	64
2.4. УПРАВЛЯЕМЫЙ КВАРЦЕВЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР	68
2.4.1. Расчёт управляющей ёмкости	70
2.4.2. Анализ схемы управляемого кварцевого автогенератора	75
2.4.3. Частотно-модулированные кварцевые автогенераторы	83
2.5. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ.....	84
3. МОДЕЛИРОВАНИЕ	86
3.1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ	86
3.1.1. Модель кварцевого резонатора	86
3.1.2. Модель трёхточечной схемы кварцевого генератора	89
3.1.3. Синтез ТЗП на основе математического моделирования	97
4. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И ПРИМЕРЫ РАСЧЁТА АВТОГЕНЕРАТОРОВ	100

4.1. РАСЧЁТ LC-АВТОГЕНЕРАТОРА.....	100
4.2. РАСЧЁТ КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА.....	108
5. ТЕМЫ ИНДИВИДУАЛЬНЫХ ЗАДАНИЙ.....	119
5.1. ВЫБОР УГЛА СРЕЗА КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ГЕНЕРАТОРА	119
5.2. РАЗРАБОТКА И РАСЧЁТ СХЕМЫ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ЁМКОСТИ.....	121
5.3. РАЗРАБОТКА И РАСЧЁТ СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРА	123
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	130
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	131
Приложение 1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА.....	134
Приложение 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА.....	137
Приложение 3. РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ ТЕРМОЗАВИСИМОГО ПОТЕНЦИОМЕТРА.....	143

ВВЕДЕНИЕ

Параметры радиотехнической аппаратуры во многом определяются стабильностью частоты используемых источников опорных колебаний. Генерирование электрических колебаний и управление ими для получения необходимых электрических сигналов – основные задачи, решаемые при создании радиопередающих устройств. Непрерывно возрастающие требования к стабильности частоты генерируемых колебаний привели к широкому использованию и развитию производства кварцевых резонаторов и кварцевых полупроводниковых автогенераторов. Отличительной особенностью кварцевых генераторов является наличие высокочастотной электромеханической колебательной системы – кварцевого резонатора, изготавливаемого по отдельному от полупроводников технологическому процессу. Работа кварцевого резонатора основана на применении физического явления – пьезоэлектричества, открытого братьями Кюри в конце 19-го столетия. Применения прямого и обратного пьезоэлектрических эффектов, теории обратной связи, нелинейных режимов работы активной части генератора, дополнительных устройств, повышающих температурную стабильность частоты уже достаточно для того, чтобы рассматривать кварцевые генераторы как специфическую элементную базу, реализованную на основе сложных функциональных принципов. Для полного понимания принципа работы и создания высококачественных кварцевых генераторов требуются знания по физике и радиотехнике, в частности кристаллография, теория пьезоэлектричества, теория теплопередачи, теория устройств генерирования и формирования сигналов.

Студенту необходимо научиться использовать кварцевые резонаторы, разбираться в параметрах и характеристиках резонаторов, знать принципы работы кварцевых генераторов, методы и способы повышения стабильности частоты и спектральной чистоты выходного опорного колебания, уметь проектировать практические схемы генераторов.

Пособие содержит необходимый материал для формирования знаний у молодого специалиста, исследователя в области кварцевой стабилизации частоты. Для углублённого изучения отдельных вопросов теории и практики кварцевой стабилизации частоты можно воспользоваться источниками, использованными при написании пособия и приведёнными в библиографическом списке.

Издание предназначено для изучения теоретических основ устройств генерирования, выполнения домашних заданий, курсовых и выпускных квалификационных работ, связанных с расчётом и проектированием автогенераторов.

1. КВАРЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Кварцевый резонатор – это компонент радиоэлектронной аппаратуры, основной частью которого является кварцевый пьезоэлемент с резонансным характером зависимости его полного сопротивления от частоты. Широкое применение в радиоаппаратуре кварцевые резонаторы нашли благодаря сочетанию высокостабильных свойств совершенной кристаллической структуры с возможностью преобразования посредством пьезоэлектрического эффекта механических колебаний в электрические и наоборот.

1.1. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ

Кварц относится к группе пьезоэлектриков – анизотропных диэлектриков, в которых наблюдаются прямой и обратный пьезоэффекты. В высокочастотных резонаторах используют кристаллический кварц. При прямом пьезоэлектрическом эффекте механическая сила, приложенная к определённым граням кристалла, деформируя его, вызывает появление электрических зарядов на поверхности кристалла. Причём величина заряда пропорциональна приложенной силе, а знак заряда зависит от направления силы. Обратный пьезоэлектрический эффект состоит в том, что размещение кристалла пьезоэлектрика в электрическом поле вызывает электрическую поляризацию кристалла, механические напряжения в нём, под действием которых кристалл деформируется. Отключение электрического поля вызывает возврат упругого кристалла к его первоначальной форме. При этом тело кристалла, в зависимости от его крепления, совершает более или менее длительные затухающие колебания. Частота колебаний связана с видом вызываемой электрической поляризацией деформации (сжатие-растяжение по длине, ширине или толщине, кручение, контурные колебания, изгиб, сдвиг), геометрическими размерами и физическими свойствами колеблющегося кристалла. Таким образом, пьезоэлектрический кристалл обладает набором резонансных частот. Наиболее высокочастотными являются колебания, вызванные деформациями по толщине.

Пьезоэлектрики применяются как электроакустические преобразователи (пьезоэлектрические звукосниматели, микрофоны, громкоговорители и акустические сигнальные устройства, пьезодвигатели микронных перемещений, датчики давления) и как пьезоэлектрические резонаторы (радиокомпоненты с резким характером зависимости полного электрического со-

противления от частоты, используемые для фильтрации и в качестве элементов, стабилизирующих частоту колебаний). К кристаллам, обладающим свойствами пьезоэлектрика, относятся ионные кристаллы кварца, турмалина, сегнетовой соли, титаната бария, ниобата лития, танталата лития и многих других веществ, если их кристаллические решётки, состоящие из положительных и отрицательных ионов, под действием внешних сил деформируются, так что на поверхности кристалла выступают электрические заряды разных знаков. Наличие одной или нескольких полярных осей, отсутствие точечного центра симметрии в кристалле – отличительные черты пьезоэлектриков.

Известным пьезоэлектрическим кристаллом является кристалл кварца, нашедший широкое научно-техническое применение благодаря превосходным механическим и электрическим свойствам. При обычных температурах (ниже $573\text{ }^{\circ}\text{C}$) и давлениях кристаллы кварца имеют так называемую α -модификацию и относятся к кристаллам, имеющим тригональную систему строения. Образец кристалла кварца приведён на рис. 1.1.

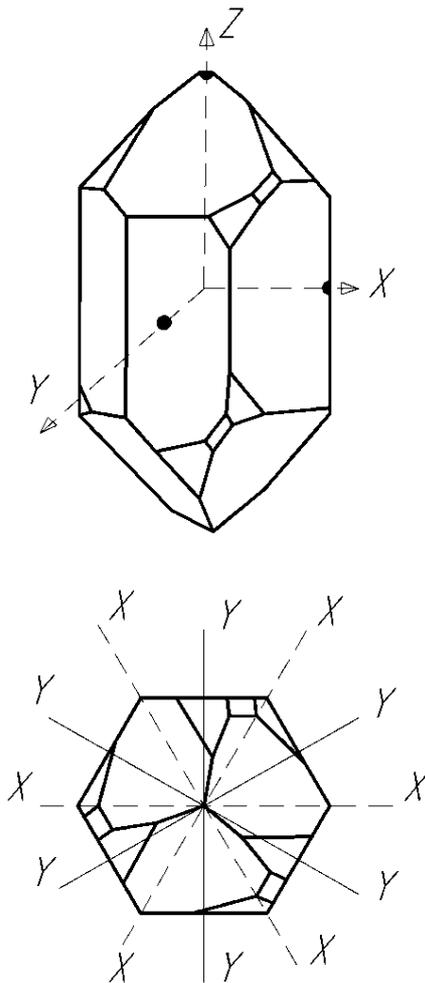


Рис. 1.1. Оси кристалла кварца

Кристалл кварца имеет оптическую неполярную ось Z , три полярные электрические оси симметрии X под углами 120° и три соответственно перпендикулярные к ним механические полярные оси Y (на верхнем рисунке показано по одной оси X и Y). Каждая из полярных осей X пересекает противоположные, но неравнозначные рёбра шестигранной призмы кристалла. Под полярной осью кристалла понимают прямую, проведённую через кристалл, оба конца которой неравноценны [1]. Иными словами, при повороте кристалла на 180° вокруг любой оси, перпендикулярной к полярной, он не совмещается сам с собой. В случае с кварцем совпадение может происходить при повороте на 120° .

Возникновение пьезоэлектрического эффекта легко понять с помощью модельного рассмотрения, предложенного Мейсснером. Химическая формула кварца имеет вид SiO_2 . Кристаллическая решётка состоит из положительных ионов кремния и отрицательных ионов кислорода. Каждый ион кремния несёт четыре, а каждый ион кислорода – два элементарных заряда. В первом приближении можно представить, что ионы кремния и кислорода расположены по спирали в шестигранных призмах. Одна из таких ячеек показана на рис. 1.2, если смотреть на кристалл вдоль оптической оси [1].

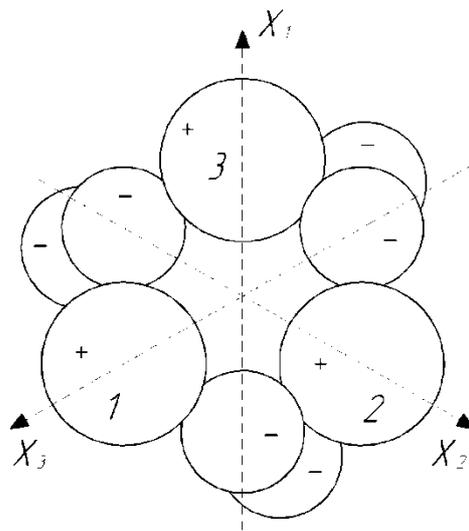


Рис. 1.2. Модель ячейки кристалла кварца

Ионы кремния изображены большими шарами 1, 2, 3, ионы кислорода – шарами меньшего диаметра. Те и другие ионы расположены по спирали, направление вращения которой определяется тем, какой взят кварц: левый или правый (на рис. 1.2 изображён левый кварц). Ион кремния 3 лежит несколько глубже иона 2, а ион 2 – глубже иона 1. В целом ячейка электрически нейтральна и не имеет дипольного электрического момента.

Упростим модель, заменяя каждую пару соседних ионов кислорода одним отрицательным ионом с удвоенным зарядом. Такая упрощённая плоская модель ячейки изображена на рис. 1.3, *a*.

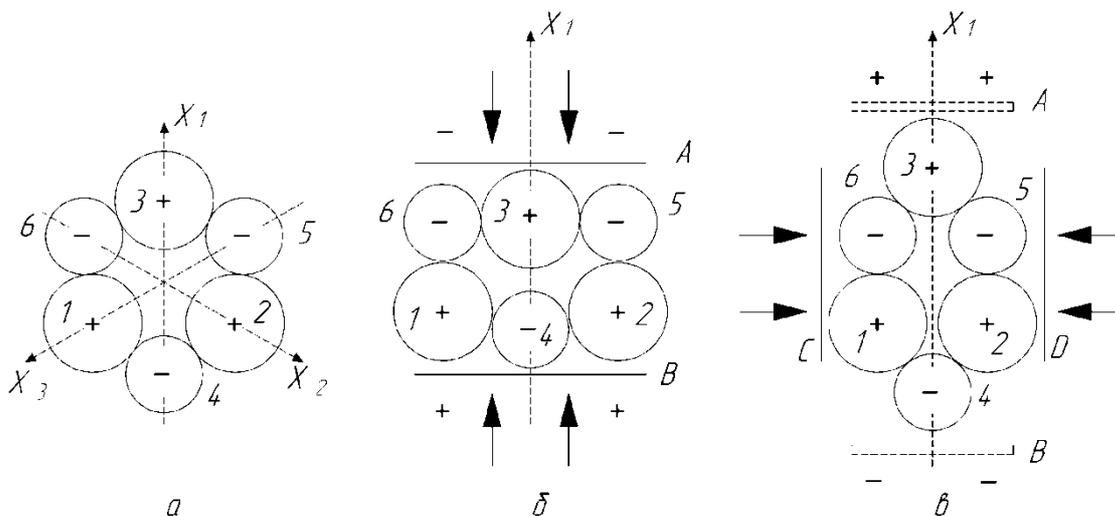


Рис. 1.3. Упрощённая модель ячейки кристалла кварца

Если подвергнуть такую ячейку сжатию вдоль полярной оси X_1 (см. рис. 1.3, *б*), то ион кремния 3 и ион кислорода 4 вклинятся между окружающими их боковыми ионами. В результате на плоскости *A* пластинки появится отрицательный заряд, а на плоскости *B* – положительный. При сжатии в боковом направлении, т. е. перпендикулярно к полярной и оптической осям (см. рис. 1.3, *в*), ионы кремния 1 и 2 получают одинаковые, но противоположно направленные смещения внутрь ячейки. Так же ведут себя ионы кислорода 5 и 6. При этом сохраняется симметрия ячейки относительно плоскости, проходящей посередине между плоскостями *C* и *D*, и на этих плоскостях не возникает никаких зарядов. Однако ион кремния 3 и ион кислорода 4 смещаются наружу. Возникает дипольный момент, направленный в положительную сторону полярной оси X_1 . На плоскости *A* появляется положительный заряд, а на плоскости *B* – отрицательный. Замена сжатия растяжением приводит к изменению знаков электрических зарядов. Поляризация пропорциональна деформации кристалла. Но деформация не должна превышать некоторую величину, при которой ещё выполняется действие закона Гука. Сжатие или растяжение кристалла в направлении оптической оси никакими пьезоэлектрическими эффектами не сопровождается. При сжатии или растяжении кристалла в направлении любой из электрических осей заряды, возбуждаемые вследствие пьезоэлектрического эффекта, максимальны. Поляризация кристалла кварца электрическим полем

вызывает в нём механические напряжения. Прямой и обратный пьезоэффекты линейны и описываются линейными зависимостями [2], связывающими электрическую поляризацию P с механическим напряжением t :

$$P = d \cdot t. \quad (1.1)$$

Зависимость (1.1) называют уравнением прямого пьезоэффекта. Коэффициент пропорциональности d называется пьезоэлектрическим модулем, он служит мерой пьезоэффекта. Обратный пьезоэффект описывается зависимостью

$$r = d \cdot E, \quad (1.2)$$

где r – деформация; E – напряжённость электрического поля. Пьезомодуль d для прямого и обратного эффектов имеет одно и то же значение. Приведённые выражения даны в элементарной форме только для уяснения качественной стороны пьезоэлектрических явлений [2]. В действительности, анизотропия упругих и электрических свойств кристаллов, в частности кварца, приводит к усложнению выражений. Пьезоэффект зависит не только от величин механических напряжений, деформаций в кристаллическом пьезоэлементе или электрического воздействия, но и от направления приложения электрического поля или механических сил относительно кристаллографических осей. В частности, пьезоэффект может возникнуть как от нормальных, так и от касательных напряжений. Таким образом, пьезоэффект описывается несколькими пьезомодулями, число которых зависит от строения кристалла. Совокупность пьезомодулей кристалла описывается матрицей, называемой тензором пьезоэлектрических модулей. Многие свойства анизотропных кристаллов описываются тензорами характерных коэффициентов, например, тензор коэффициентов податливости или тензор модулей упругости. Связь между механическими напряжениями и деформациями устанавливается обобщённым законом Гука, который может быть записан в тензорном виде в одной из двух форм [3]:

$$T_{ijkl} = c_{ijkl} r_{kl} \quad (1.3)$$

или

$$r_{ijkl} = s_{ijkl} T_{kl}, \quad (1.4)$$

где T_{ij} и r_{kl} – тензоры напряжения и деформации.

Коэффициенты c_{ijkl} называются модулями упругости, а s_{ijkl} – коэффициентами податливости, те и другие являются симметричными тензорами четвёртого ранга. Единственный компонент деформаций (или механических напряжений) может вызвать в анизотропном теле сразу несколько компонентов механических напряжений (деформаций), как нормальных, так и сдвиговых, которые приводят к искажению первоначальной формы тела. В книге [4] рассматриваются способы описания физических свойств кристаллов, связанных с их сложной симметрией и вызванной ей анизотропностью.

Прямой и обратный пьезоэлектрические эффекты используются для стабилизации частоты при периодическом изменении электрического поля, прикладываемого к кристаллической пластине (стержню, линзе и т. п.) кварца. В пластине возникают резонансные механические колебания, если частота изменения поля равна одной из *собственных* частот пластины кристалла [5]. Частота собственных колебаний кристаллической пластины определяется физическими свойствами кристалла, формой и геометрическими размерами.

1.2. МЕХАНИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ

Основные электрические и эксплуатационные характеристики резонаторов во многом определяются особенностями механических колебаний пьезоэлектрического элемента (пластина, стержень, линза и др. тела более сложной формы). Резонаторы принято классифицировать по видам используемых механических колебаний [2]. Частота и другие параметры резонаторов существенно зависят от вида механического колебания пьезоэлемента (ПЭ). В зависимости от вида применяемого колебания определяется чувствительность резонатора к внешним воздействиям. Особенностью пьезокварцевого резонатора является высокое значение коэффициента преобразования электрической энергии в механическую и обратно, что характеризует его как высокодобротную колебательную электромеханическую систему.

Механические колебания твёрдых тел обусловлены распространением в них упругих деформаций и вызванных ими соответствующих акустических волн. По виду деформаций выделяют следующие колебания: сжатия-растяжения, сдвига, изгиба, кручения. Выделяют также колебания сложных деформаций, представляющих собой совокупность двух и более простых деформаций, таких как контурные колебания. При классификации колеба-

ний также указывают один из размеров ПЭ, например, колебания сжатия-растяжения по длине стержня или колебания сдвига по толщине пластины. Размер ПЭ, определяющий механическое колебание, влияет на значение рабочей частоты резонатора. В анизотропных телах механическое воздействие в одном направлении может вызвать деформации и в других направлениях. При этом механические волны могут распространяться в разных направлениях с различной скоростью, вызывая колебания разной частоты. По данным признакам выделяют продольные и поперечные колебания. Колебания характеризуют по виду вызываемых упругих волн в твёрдом теле. Волны могут быть бегущие или стоячие. Понятие «мода колебаний» (mode) является характеристикой только стоячих волн, определяющей пространственное распределение амплитуд, направлений механических смещений, формы, числа и расположения узловых линий или пучностей. Продольное и два поперечных колебания (относительно частотозадающего размера), вызываемые действием одного вида деформации, в литературе часто называют «А-мода», «В-мода» и «С-мода».

В каждом направлении внутри ПЭ может уложиться разное число полуволн упругих стоячих волн. В связи с этим различают колебания первого порядка (основные колебания, или основная мода) и колебания более высоких порядков, называемые обертонами [6]. Частоты механических обертонов могут быть почти кратны частоте основного колебания, поэтому их часто называют гармоническими обертонами. На основе пьезоэффекта при помощи симметрично располагаемых на противоположных гранях электродов в теле ПЭ легко возбуждаются нечётные обертоны (нечётное число полуволн упругих стоячих волн связано с противоположностью знаков зарядов, прикладываемых к электродам с использованием пьезоэффекта). На рис. 1.4 показано условное изображение колебания сдвига по толщине на первом механическом обертоне.

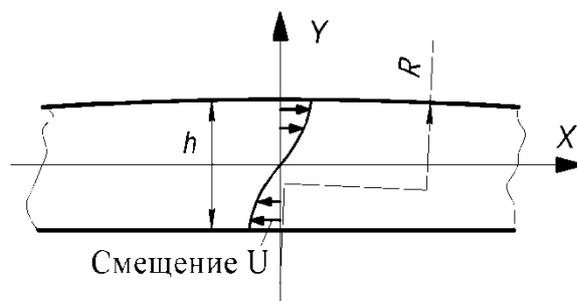


Рис. 1.4. Условное изображение колебаний сдвига по толщине в одном из сечений плоско-выпуклой пластины с толщиной h и радиусом кривизны R (первый обертон $n = 1$)

Для технических расчётов частоты собственных колебаний ПЭ используют выражение [2]:

$$f = (n \cdot K_f) / h, \quad (1.5)$$

где n – порядок обертона; h – волновой или частотный размер ПЭ; K_f – частотный коэффициент.

Значение частотного коэффициента K_f зависит от углов среза пьезоэлемента относительно кристаллографических осей, вида возбуждаемого механического колебания (сдвиг, изгиб, растяжение и т. п.) и может быть определено экспериментально либо через решение уравнения собственных частот колебаний пьезоэлемента, описываемого с использованием тензора напряжений и тензора эффективных коэффициентов упругости кварца [7, 8].

Кроме гармонических обертонов, при изменении частоты прикладываемого к резонатору напряжения наблюдаются интенсивные резонансы на частотах, близких к частотам основного колебания, и частотам обертонов. Эти колебания называются ангармоническими обертонами, или ангармониками, или даже «паразитными колебаниями» [6]. Их появление обусловлено двумерным распространением упругих волн и их интерференцией через отражения от краёв ПЭ, краёв электродов, от элементов крепления с возникновением стоячих волн. На рис. 1.5 [7, 8] приведены примеры распределения амплитуд смещений мод толщиной-сдвиговых колебаний кварцевой пластины ТД-среза.

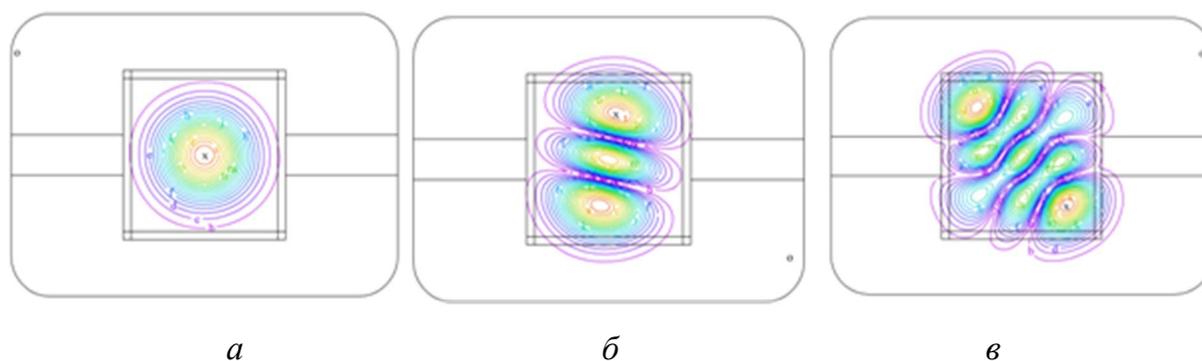


Рис. 1.5. Примеры распределения амплитуд смещений мод толщиной-сдвиговых колебаний кварцевой пластины ТД-среза с рабочей частотой на третьем обертоне: a – третий механический обертон Mode $f_{311} = 10,10036$ МГц; b – ангармоника Mode $f_{313} = 10,30289$ МГц; c – ангармоника Mode $f_{333} = 10,52280$ МГц

Относительные амплитуды на рисунке указаны в виде замкнутых линий уровня. В центре пучностей относительные амплитуды максимальны. На рис. 1.5, б, в показаны примеры ангармонических мод, они имеют несколько областей с пучностями колебаний. На рис. 1.6 [9] показаны линии уровней амплитуд смещений (от 0,1 до 0,95) для резонатора ТД-среза с различной кривизной плоско-выпуклой пластины пьезоэлемента (радиус сферы $R = 300$ мм и $R = 100$ мм) для двух поперечных гармонических мод колебаний: термостабильной C -моды (10,0 МГц) и термочувствительной B -моды (10,9 МГц).

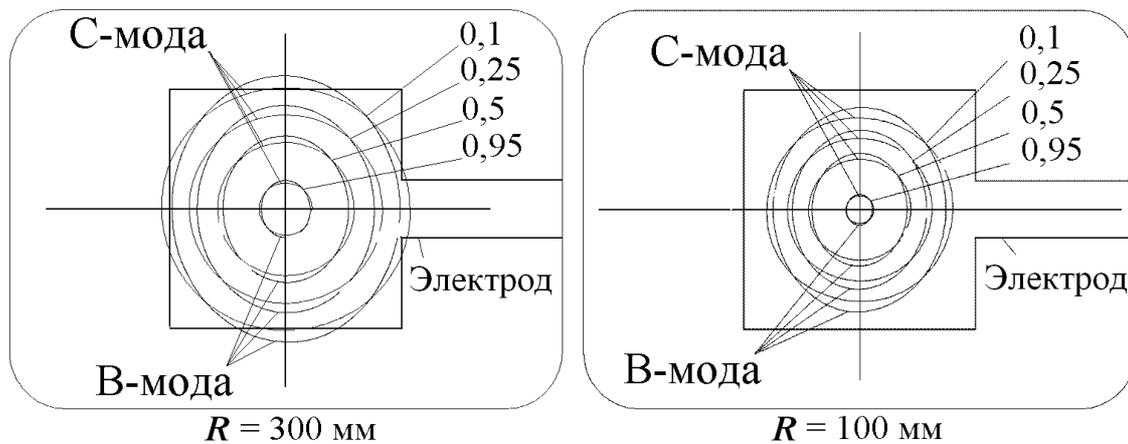


Рис. 1.6. Расположение уровней амплитуды смещений частиц поверхности пьезоэлемента для колебаний B -моды (f_b311) относительно C -моды (f_c311) в резонаторах ТД-среза по третьей механической гармонике с различным радиусом кривизны поверхности R

Из рис. 1.6 видно, что, изменяя радиус кривизны линзового пьезоэлемента, можно влиять на локализацию механических колебаний в пластине резонатора.

В пьезоэлектрических резонаторах используют колебания: сжатия-растяжения по длине, ширине, толщине; сдвига по толщине в большей степени и по ширине – в меньшей; изгиба по толщине и ширине; кручения по длине [2]. На рис. 1.7 приведены примеры механических колебаний [2, 6].

Выбор продольных или поперечных мод колебаний зависит от их добротности, стабильности и термочувствительности. Обертоны высоких порядков (3, 5, 7, 9) применяют в кварцевых генераторах для получения опорных колебаний в диапазоне 30...200 МГц и выше.

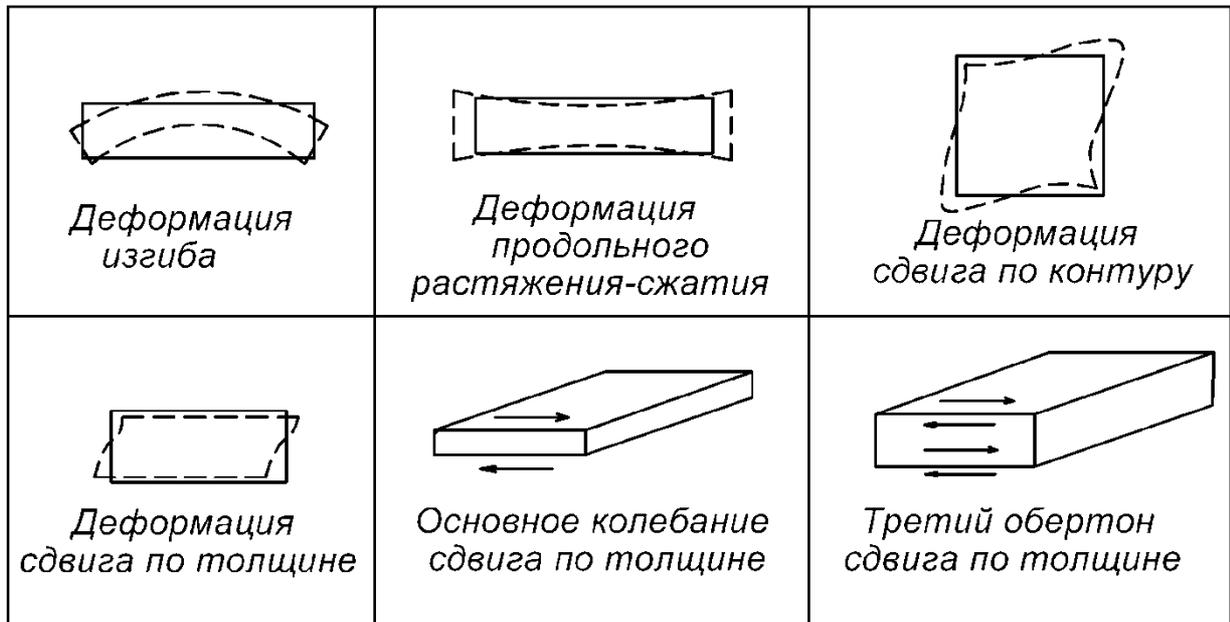


Рис. 1.7. Сильно увеличенные изображения деформации и упрощённое изображение колебаний сдвига по толщине

Наибольшую добротность имеют кварцевые резонаторы 3-го и 5-го механических обертонов в диапазоне 5...15 МГц с колебаниями сдвига по толщине, применяемые в термостатированных генераторах. Для управляемых кварцевых генераторов применяют резонаторы, возбуждаемые на основном (первом) механическом обертоне. Интервал частот, на котором кварцевый резонатор имеет индуктивный характер сопротивления, обратно пропорционален номеру гармонического обертона. По этой причине генераторы с возбуждением кварцевого резонатора на основной моде колебаний имеют наибольший диапазон перестройки частоты.

Из вышеописанного следует, что резонатор обладает большим набором собственных частот, обусловленных возможностью существования в них резонансных механических колебаний, которые, в свою очередь, зависят от вида механического колебания, от направления распространения упругих волн, от формы границ отражения, от размеров пьезоэлемента и электродов.

Резонаторы, ПЭ которых совершают колебания сдвига, применяются наиболее часто. Они охватывают широкую часть радиотехнического диапазона частот (100 кГц...300 МГц) и обладают высокой температурной стабильностью частоты [2]. Наиболее высокие резонансные частоты имеют резонаторы с колебаниями сдвига по толщине. Кроме того, резонаторы с такими колебаниями имеют высокие значения добротности.

1.3. КОНСТРУКЦИЯ КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА

Возбуждение колебаний в ПЭ осуществляется электрическим полем, создаваемым с помощью электродов резонатора, подключённых к внешней схеме генератора с источником питания. Форма, расположение и ориентация электродов относительно осей кристалла определяют вид возбуждаемых колебаний и их интенсивность. Колебания сжатия-растяжения и сдвига могут быть возбуждены однородным электрическим полем, создаваемым двумя симметрично расположенными на теле ПЭ электродами [2]. Для эффективного возбуждения колебаний изгиба и кручения необходимо создание неоднородного поля, имеющего противоположные направления в разных половинах ПЭ. При этом возникают противоположные деформации сжатия-растяжения или сдвига, совокупное действие которых вызывает изгиб или кручение.

В радиотехнике при создании источников стабильной частоты в основном применяют кварцевые резонаторы с колебаниями сдвига по толщине, как наиболее высокодобротные и высокочастотные по сравнению с кварцевыми резонаторами с другими видами колебаний. При разработке конструкций толщинно-сдвиговых резонаторов следует исключать возможность возникновения других видов колебаний. Примеры применяемых конструкций таких резонаторов приведены на рис. 1.8 [2, 6].

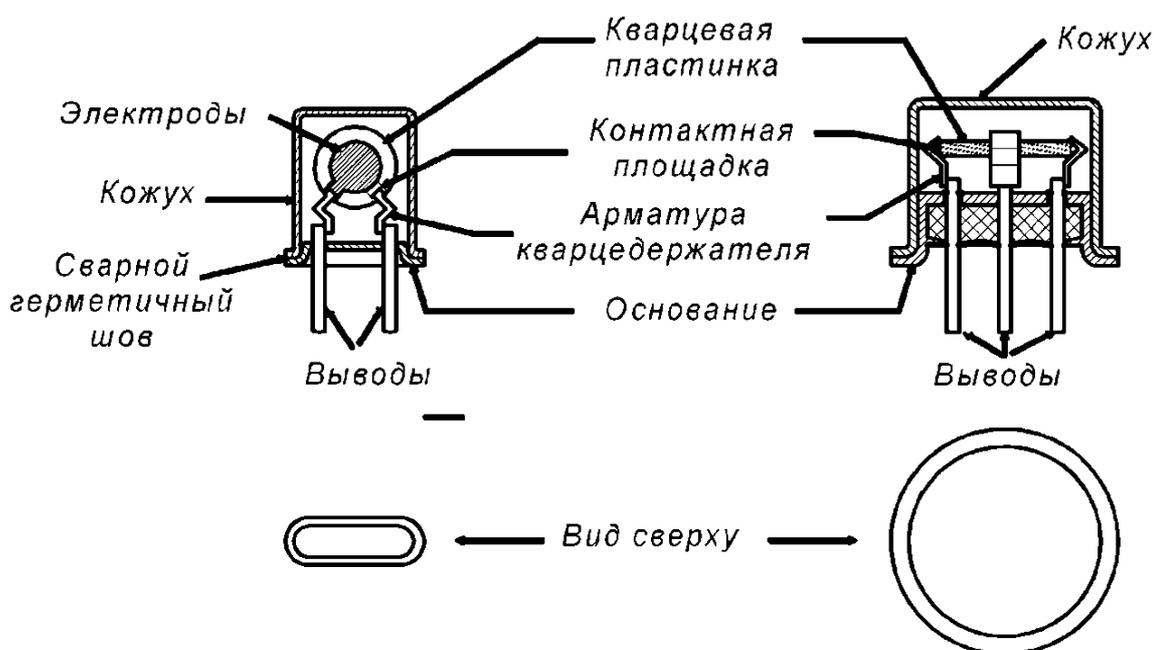


Рис. 1.8. Примеры конструкций кварцевых резонаторов с толщинно-сдвиговыми колебаниями

Для повышения добротности и уменьшения потерь энергии механических колебаний в местах крепления ПЭ в кварцедержателе по периметру кварцевой пластины делают фаску или придают пластине линзообразную форму. В высокодобротных резонаторах иногда для отделения центральной колеблющейся части ПЭ от используемой для крепления периферийной части формируют концентрические глухие или сквозные канавки [2]. Электрическое соединение электродов с выводами резонатора через арматуру кварцедержателя производят электропроводным клеем, упругими контактами, пайкой. Качество данного электрического соединения влияет на добротность резонатора.

Вакуумированные резонаторы с откачанным из-под кожуха воздухом имеют более высокую добротность, чем газонаполненные. Помимо металлических корпусов широко применяют стеклянные, в последнее время для поверхностного монтажа применяют корпуса с керамическим основанием.

1.4. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА

Включение резонатора в цепь переменного тока, частота которого плавно изменяется в широких пределах, показывает рост полной проводимости резонатора с линейной зависимостью от частоты (ёмкостной характер проводимости), кроме отдельных частот, где проводимость характеризуется резким ростом, вслед за которым следует резкое падение (индуктивный характер проводимости) [2]. Ёмкостной характер объясняется наличием ёмкости между электродами резонатора с кварцевым диэлектриком в середине (см. конструкцию резонатора на рис. 1.8). Изменения проводимости на отдельных частотах имеют резонансный характер с максимумами и минимумами, где проводимость становится активной. Пример изменения полной проводимости резонатора в широком диапазоне частот показан на рис. 1.9.

Резонансный характер изменения проводимости ПЭ обусловлен резонансами его механических колебаний. Резонансы, соответствующие механическим обертонам, имеют большую «активность», чем резонансы на частотах, соответствующих ангармоническим модам. Интенсивность механических резонансов зависит от упругости твёрдого тела и от потерь энергии, например, на трение и передачу колебаний во внешнюю среду.

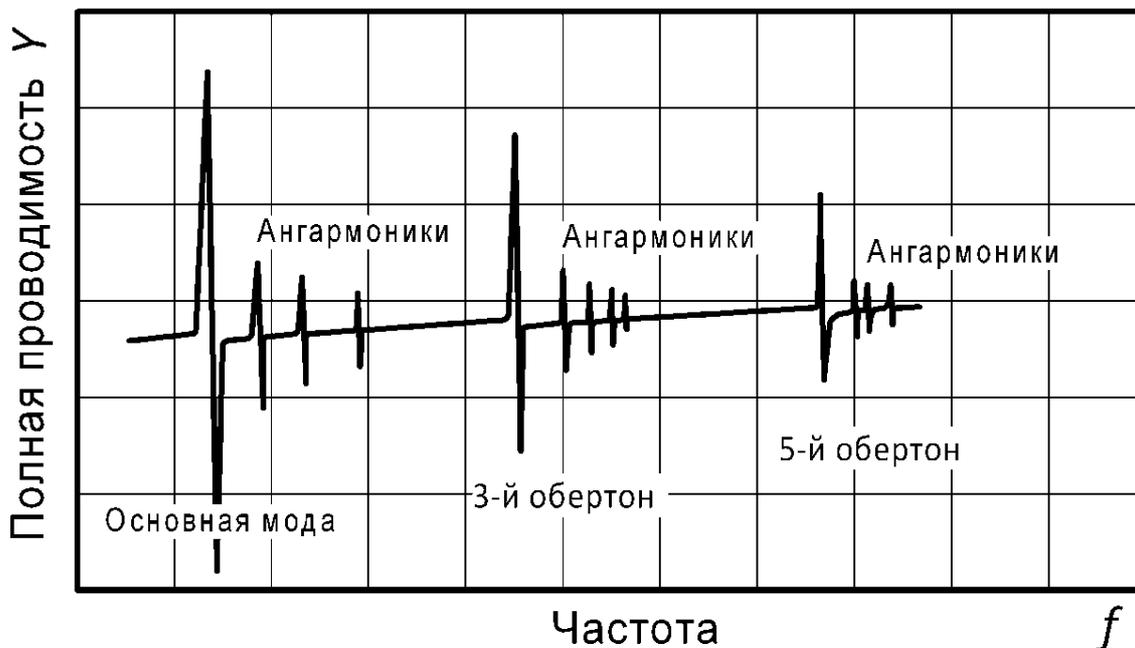


Рис. 1.9. Изменение полной проводимости кварцевого резонатора в частотном диапазоне

На значение частоты резонанса наряду со свойствами упругости оказывают влияние масса, размеры и форма тела ПЭ. Величины указанных параметров влияют на значения элементов эквивалентной электрической схемы резонатора в области резонанса и связаны между собой через электромеханическое отношение [2]. Для лучшего понимания физической связи между эквивалентной механической системой и эквивалентной электрической схемой исследователи пользуются аналогиями, приведёнными на рис. 1.10 [6].

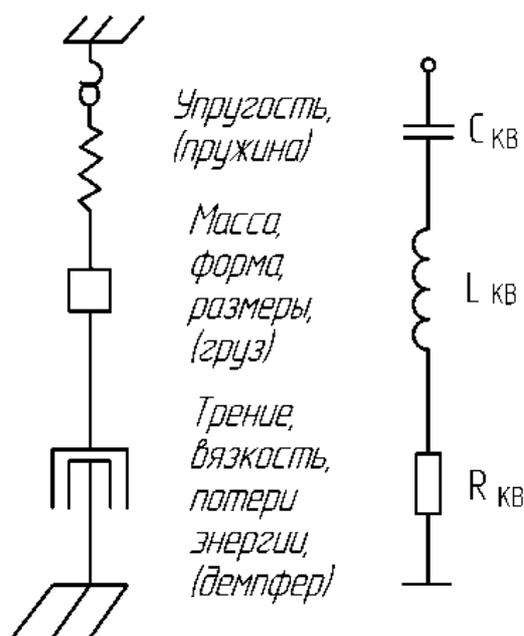


Рис. 1.10. Эквивалентные параметры резонатора

Значения динамической ёмкости $C_{\text{КВ}}$, динамической индуктивности $L_{\text{КВ}}$, динамического сопротивления $R_{\text{КВ}}$ зависят от различных физических параметров ПЭ. В области частот, близких к резонансу, характер изменения проводимости кварцевого резонатора оказывается сходным с проводимостью электрического последовательного колебательного контура, шунтированного конденсатором [2]. При возбуждении резонатора его ПЭ вибрирует большое количество раз в секунду согласно величине частоты возбуждения. По мере эксплуатации резонатора от микронеровностей на поверхности ПЭ, оставшихся после полировки, могут откалываться микрочастицы. Происходит потеря массы ПЭ и соответственно изменяется динамическая индуктивность. Таким образом проявляется один из механизмов старения резонатора с отклонением резонансной частоты от первоначального значения. Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора в области частот выбранного резонанса (рассматривается область рабочей частоты) имеет две параллельных ветви: ветвь с динамическими параметрами и ветвь с ёмкостью C_0 (рис. 1.11, а)

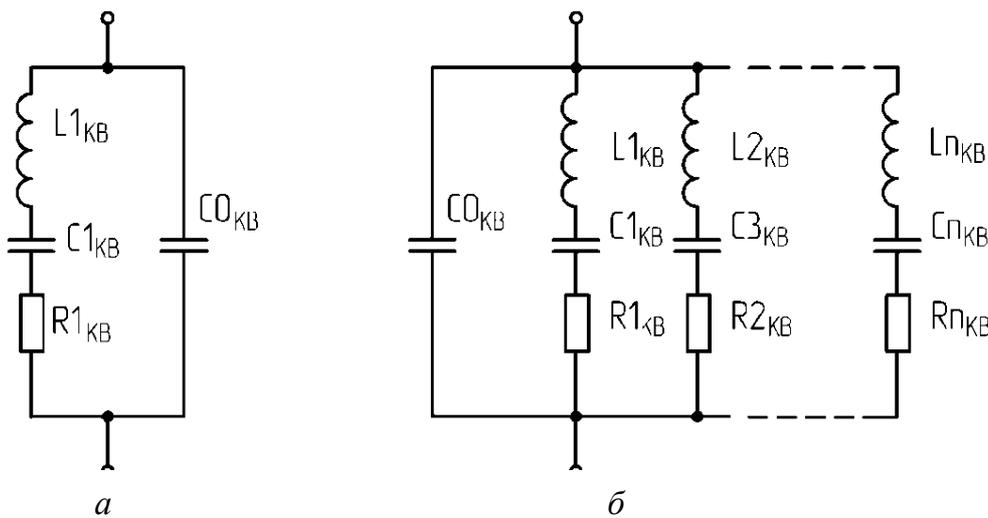


Рис. 1.11. Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора:
 а – в области частот рабочего резонанса; б – схема, отражающая наличие
 нескольких резонансов на различных частотах

Ёмкость C_0 называют статической, это ёмкость конденсатора, образованного электродами резонатора, располагаемыми на противоположных сторонах кварцевого ПЭ, она зависит от площади электродов, толщины кварца между электродами и диэлектрической проницаемости (зажатого кристалла), которая, в свою очередь, зависит от углов среза кварцевого пьезоэлемента по отношению к кристаллическим осям. На значение электри-

ческой ёмкости C_0 влияют также ёмкость относительно корпуса резонатора и ёмкость монтажа на печатной плате. В широкой области частот, охватывающей, помимо рабочей частоты, частоты с другими резонансами, эквивалентная схема усложняется добавлением соответствующих динамических ветвей (рис. 1.11, б). Схеме, изображённой на рис. 1.11, а, соответствуют две резонансные частоты, обусловленные резонансом напряжений в последовательной динамической ветви и резонансом токов (параллельный резонанс) с участием C_0 . На частоте последовательного резонанса f_1 проводимость кварцевого резонатора (КР) имеет высокое значение, а параллельный резонанс на частоте f_2 характеризуется низким значением проводимости (см. рис. 1.9). Важно отметить, что только в области частот между f_1 и f_2 полная проводимость КР имеет индуктивный характер (положительная реактивность). Ниже частоты f_1 и выше частоты f_2 до следующей собственной резонансной частоты реактивное сопротивление КР отрицательно, то есть носит ёмкостной характер. Этим свойством пользуются при включении КР в трёхточечные схемы автогенераторов, в участки электрической цепи, сопротивление которых должно носить индуктивный характер. Значения частот вычисляются по формулам:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}, \quad (1.6)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\frac{C_1C_0}{C_1+C_0}}} = f_1\sqrt{1+\frac{C_1}{C_0}}. \quad (1.7)$$

Значения параметров эквивалентной схемы КР существенно отличаются от физически реализуемых значений параметров элементов обычных электрических LC -контуров. Для КР характерны высокие значения динамической индуктивности (от тысяч генри до миллигенри) и очень малые значения динамической ёмкости (порядка сотых долей пикофарады на первом оберitone и менее на высоких обертонах) [2]. Для КР характерна высокая добротность (от десятков и сотен тысяч до нескольких миллионов) и высокая стабильность резонансной частоты. Ёмкость C_0 обычно не менее чем на два порядка больше динамической ёмкости C_1 , и поэтому относительная расстройка $(f_2 - f_1)/f_1$ составляет не более нескольких долей процента. Между механическими и электрическими колебаниями кристалла кварца существует взаимная связь, которую можно показать на

примере колебаний сдвига по толщине через связь выражений частоты электрических и механических колебаний [10]:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C1}} \approx \frac{1}{h} \sqrt{\frac{c'_{ij}}{\rho}}, \quad (1.8)$$

где c'_{ij} – параметр, выражающий упругие свойства ПЭ, вырезанного под соответствующими углами к кристаллографическим осям кварца; ρ – плотность кварца; h – толщина ПЭ.

Скорость распространения упругой волны вдоль направления h :

$$v = \sqrt{\frac{c'_{ij}}{\rho}}. \quad (1.9)$$

Разность частот, характеризующая ширину резонансного интервала между f_1 и f_2 , находится из выражения:

$$\Delta F = f_2 - f_1 = f_1 \left(\sqrt{1 + \frac{C1}{C0}} - 1 \right). \quad (1.10)$$

Учитывая, что $C1 \ll C0$, для приближённой оценки ширину резонансного интервала можно вычислить по формуле:

$$\Delta F \approx f_1 \cdot \frac{C1}{2C0}. \quad (1.11)$$

Добротность КР – один из важнейших параметров резонатора:

$$Q = \frac{2\pi f_1 L1}{R1} = \frac{1}{2\pi f_1 C1 R1}. \quad (1.12)$$

Эквивалентные параметры элементов динамической электрической ветви схемы КР и его добротность зависят от физических констант кристалла кварца, от размеров ПЭ и электродов, конструктивных особенностей резонатора, технологии обработки поверхности ПЭ. Эквивалентное сопротивление $R1$ отображает все возможные разновидности потерь энергии колебаний в КР [11]:

– потери энергии при передаче ультразвуковых колебаний в среду, окружающую ПЭ;

– потери энергии в результате трения в местах механического контакта ПЭ с кварцедержателем и передачи держателю колебаний в виде акустических волн;

- потери энергии в электродах, напылённых на ПЭ, при этом основную роль в случае тонкого слоя металлизации играет его электрическое сопротивление, а в случае толстого слоя – внутреннее трение в металле;
- поверхностные потери энергии колебаний, происходящие в поверхностных слоях ПЭ, зависящие от чистоты механической обработки поверхности;
- потери энергии, физической основой которых является возникновение в ПЭ связанных колебаний (возникают при близком равенстве резонансных частот различных видов механических колебаний);
- потери энергии на внутреннее трение в кварце;
- другие возможные потери энергии (например на ионизацию остаточного газа).

Величина динамического сопротивления зависит от формы, геометрических размеров ПЭ и электродов, порядка возбуждаемого обертона, чистоты механической обработки поверхности и практически не зависит от температуры. Иногда наблюдаемые резкие изменения величины $R1$ («провалы активности») в узком интервале температур свидетельствуют о неточности расчёта геометрических параметров ПЭ или производственных отклонениях [2]. Наиболее частой причиной таких резких отклонений сопротивления является возникновение связанных колебаний в кварцевом резонаторе как в упругой колебательной системе, обусловленной не только анизотропией упругих свойств кварца, но и конечностью его геометрических размеров (иными словами, наличием определённых граничных условий) [5]. При возникновении связанных колебаний происходит обмен энергией между рабочим колебанием и нежелательным колебанием, что и приводит к повышению динамического сопротивления, характеризующего потери энергии. Передача энергии от рабочего колебания к нежелательному происходит наиболее интенсивно при равенстве частот обоих колебаний. Такое условие может возникнуть на узких участках температурного диапазона, так как температурные коэффициенты рабочего колебания и нежелательного могут отличаться во много раз.

Эквивалентная электрическая схема позволяет рассматривать теоретические вопросы работы кварцевого резонатора как элемента внешней электрической цепи изолированно от самого кристалла (механического объекта) и решать технические задачи, в которых используется кварцевый резонатор, обычными методами, применимыми к линейным электрическим цепям [5]. Но необходимо понимать, что эквивалентная схема правильно

воспроизводит свойства реальной электромеханической системы кварцевого резонатора только при определённых ограничениях, накладываемых на все параметры и характеристики, определяющие процессы в этой системе (например, ограниченная полоса частот).

1.5. ТИПЫ СРЕЗОВ КВАРЦЕВЫХ ПЛАСТИН

Термином *срез* обозначают такую группу кристаллографических ориентаций пьезоэлементов, в которой они обладают близкими электрофизическими характеристиками при одном и том же виде собственных колебаний [5].

Наиболее универсальной системой обозначений срезов является система условных обозначений кварцевых элементов, состоящая из первоначальной ориентации ПЭ по координатным осям с наименованиями рёбер ПЭ, параллельно которым расположены оси поворота и соответствующих углов среза [5]. Например, $uxl/+35^\circ$ – обозначение среза, где первая буква обозначает ось первоначальной ориентации, параллельно которой расположена толщина пластины; вторая буква обозначает ось первоначальной ориентации, параллельно которой расположена длина пластины (всегда указывается только две оси, и им соответствуют толщина и длина); третья буква, или первая добавленная к обозначению первоначальной ориентации, указывает ребро ПЭ, направление которого служит осью первого его поворота (l – длина, s – толщина, b – ширина); через косые линии указывают последовательно углы первого, второго и третьего поворотов. Если к обозначению первоначальной ориентации добавлены только одна буква и одно значение угла, то это значит, что окончательная ориентация ПЭ может быть получена путём только одного поворота из положения первоначальной ориентации (рис. 1.12).

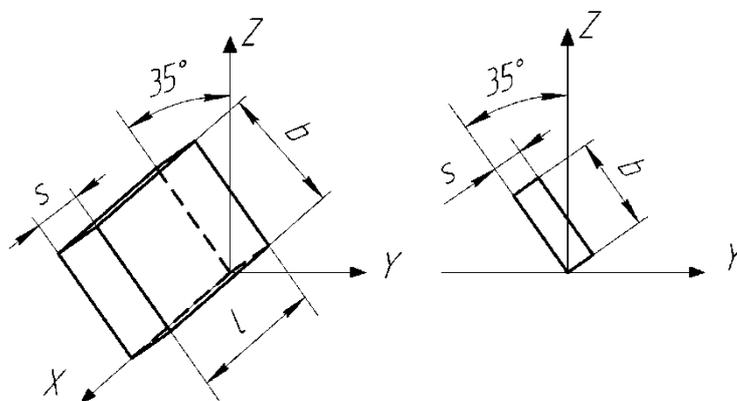


Рис. 1.12. Ориентация пьезоэлемента $uxl/+35^\circ$ относительно осей кварца XYZ (кварцевый АТ резонатор)

Другой пример: $yxbl/+22^{\circ}30'+34^{\circ}18'$ – двухповоротный срез, полученный из первоначальной ориентации (толщина параллельна оси y и длина параллельна оси x) поворотом вокруг оси, параллельной ширине, на угол $+22^{\circ}30'$, и поворотом вокруг оси, параллельной длине кварцевой пластины, на угол $+34^{\circ}18'$. Положительное направление углов поворота отсчитывается против часовой стрелки, если смотреть с конца ребра, которое служит осью соответствующего поворота, в направлении начала координат.

Кроме указанной системы обозначений кварцевых резонаторов по срезу, используют родовые обозначения кварцевых резонаторов [2]. Родовые обозначения имеют разное происхождение и могут определяться видом или модой колебаний, конструктивными особенностями, инициалами имён и фамилий изобретателей и т. д. Например, указанные срезы также имеют родовые названия: $uxl/+35^{\circ}$ – АТ-резонатор; $yxbl/+22^{\circ}30'+34^{\circ}18'$ – SC-резонатор. SC-резонатор – это кварцевый резонатор с минимальным интегральным силовым коэффициентом частоты (стресс-компенсированный), который входит в группу ТД-резонаторов ($yxbl/+22...24^{\circ}/+33,5...35^{\circ}$) с минимальным температурно-динамическим коэффициентом частоты.

Необходимость перекрытия как можно более широкого диапазона частот обусловила большое разнообразие видов срезов, форм и размеров ПЭ, а также мод возбуждаемых колебаний. Помимо кварца для решения разнообразных задач пьезоэлектроники (микрофоны, акустические излучатели, фильтры, датчики) применяются и другие пьезоэлектрические материалы, например кристаллы сегнетовой соли, ниобата лития, танталата лития и др. Для создания источников стабильной частоты проводятся исследования по поиску срезов и конструкций резонаторов с нулевым температурным коэффициентом частоты (ТКЧ) первого порядка. Если рассматривать такие срезы кварца, при которых ни одно ребро ПЭ не параллельно ни одной из его кристаллофизических осей, то можно получить бесчисленное множество ориентаций, обеспечивающих получение нулевого ТКЧ в некоторой точке или некотором интервале температур [5]. Однако технологические трудности возрастают с увеличением количества поворотов из положения первоначальной ориентации. Вырезаемые пластины кварца из заготовок должны иметь точную ориентацию граней по отношению к кристаллофизическим осям кристалла. Необходимая точность составляет от 1 до 5 угловых минут и точнее [2]. Контроль угловой

ориентации заготовок и готовых пластин осуществляют на специальных рентгеновских установках, являющихся сложным дорогим оборудованием. В настоящее время для создания высокостабильных источников опорной частоты в диапазоне 1...20 МГц в подавляющем большинстве случаев применяются срезы $uxl/+35^\circ$ (АТ-резонатор), $uxbl/+22^\circ 30' / +34^\circ 18'$ (SC-резонатор) и $uxl/-48^\circ$ (БТ-резонатор). Указанные срезы имеют нулевой ТКЧ при температурах, удобных для эксплуатации.

1.6. ТЕМПЕРАТУРНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

На резонансную частоту кварцевого резонатора и рабочую частоту генератора, построенного на кварцевом резонаторе, сильное влияние оказывает изменение температуры. Влияние температуры на резонатор осуществляется сложно и многообразно (через тепловое расширение материалов кристаллодержателя, электродов, корпуса резонатора, газа внутри корпуса, через тепловую зависимость различных параметров кварца). В первом приближении уход резонансной частоты от температуры в основном связан с изменениями упругих констант кварца [10], изменением частотно-определяющего размера и плотности ПЭ [3]. Вследствие анизотропии кварца значения материальных констант (коэффициенты упругости и жёсткости, пьезоэлектрические модули и константы, диэлектрическая проницаемость, температурные коэффициенты линейного расширения, коэффициенты теплопроводности) зависят от углов среза ПЭ относительно кристаллографических осей и могут иметь различный знак, а зависимость частоты от температуры в общем случае нелинейная. Выбирая вид колебания ПЭ и его срез, можно получить необходимые сочетания значений температурных коэффициентов материальных констант для снижения температурной чувствительности частоты. Устойчивость собственной частоты резонатора f_q к воздействию температуры T характеризуется температурным коэффициентом частоты:

$$TKЧ = \frac{1}{f_q} \cdot \frac{df_q}{dT} \quad (1.13)$$

Численно этот коэффициент показывает величину относительного отклонения частоты кварцевого резонатора при его нагреве или охлаждении на один градус. Обычно под этим термином понимают среднее значение

температурного коэффициента в некотором интервале температур [12]. Часто ТКЧ используют для характеристики резонатора, предназначенного для применения в термостатированных генераторах с указанием температуры термостатирования.

Зависимость частоты резонатора f_q от температуры T называется температурно-частотной характеристикой (ТЧХ). Экспериментально установлено [2, 3], что ТЧХ может иметь форму квадратичной или кубической парабол, может быть почти линейной. Форма зависит от среза и выбранного в качестве рабочего вида колебания. ТЧХ описывают степенной функцией [2]:

$$f_q(T) = f_0 + a_1(T - T_0) + a_2(T - T_0)^2 + a_3(T - T_0)^3 + \dots, \quad (1.14)$$

где a_n – коэффициенты разложения функции в ряд соответствующих порядков; T_0 – некоторая выбранная постоянная температура, для которой частота равна значению f_0 .

Для практики с достаточной степенью точности ТЧХ может быть аппроксимирована полиномом третьей степени [3]:

$$f_q(T) = f_0 \left[1 + \sum_{n=1}^3 \frac{1}{n!} \frac{\partial^n f}{\partial T^n} \cdot (T - T_0)^n \right], \quad (1.15)$$

где $\frac{1}{n!} \frac{\partial^n f}{\partial T^n}$ – температурный коэффициент частоты n -порядка.

Относительное изменение частоты от воздействия изменения температуры среды вычисляется через выражение [5]:

$$\delta_f(T) = \frac{\Delta f_q(T)}{f_0} = \frac{f_q(T) - f_0}{f_0}; \quad (1.16)$$

$$\delta_f(T) = a_{0\theta}(T - T_0) + b_{0\theta}(T - T_0)^2 + c_{0\theta}(T - T_0)^3.$$

Измеряется в единицах на миллион ($1 \cdot 10^{-6}$) или ppm, что удобно для сравнения резонаторов на различные частотные диапазоны; $a_{0\theta}$, $b_{0\theta}$, $c_{0\theta}$ – температурные коэффициенты соответственно первого, второго и третьего порядков (1.16), числовые значения которых зависят от ориентации пластины относительно кристаллографических осей кварца (на что указывает индекс θ), вида колебания, соотношения размеров пластины и выбранного значения T_0 (индекс 0) [5, 13]. Нестабильность частоты, обусловленная

изменением температуры в интервале $-50\dots+100$ °С, для большинства кварцевых резонаторов с малым значением ТКЧ составляет обычно $(50\dots100)\cdot 10^{-6}$ и только для некоторых резонаторов может не превышать $(5\dots40)\cdot 10^{-6}$. Для узких интервалов температуры нестабильность частоты может быть небольшой ($1\cdot 10^{-7}$) [2]. На рис. 1.13 показаны идеализированные температурно-частотные характеристики кварцевых резонаторов АТ-среза, отличающиеся отклонением ориентации угла среза от 35° на несколько угловых минут $\Delta\theta$ (от $-4'$ до $+10'$) [14]. Графики ТЧХ рассчитаны по (1.16) через температурные коэффициенты. Значения коэффициентов взяты в [13].

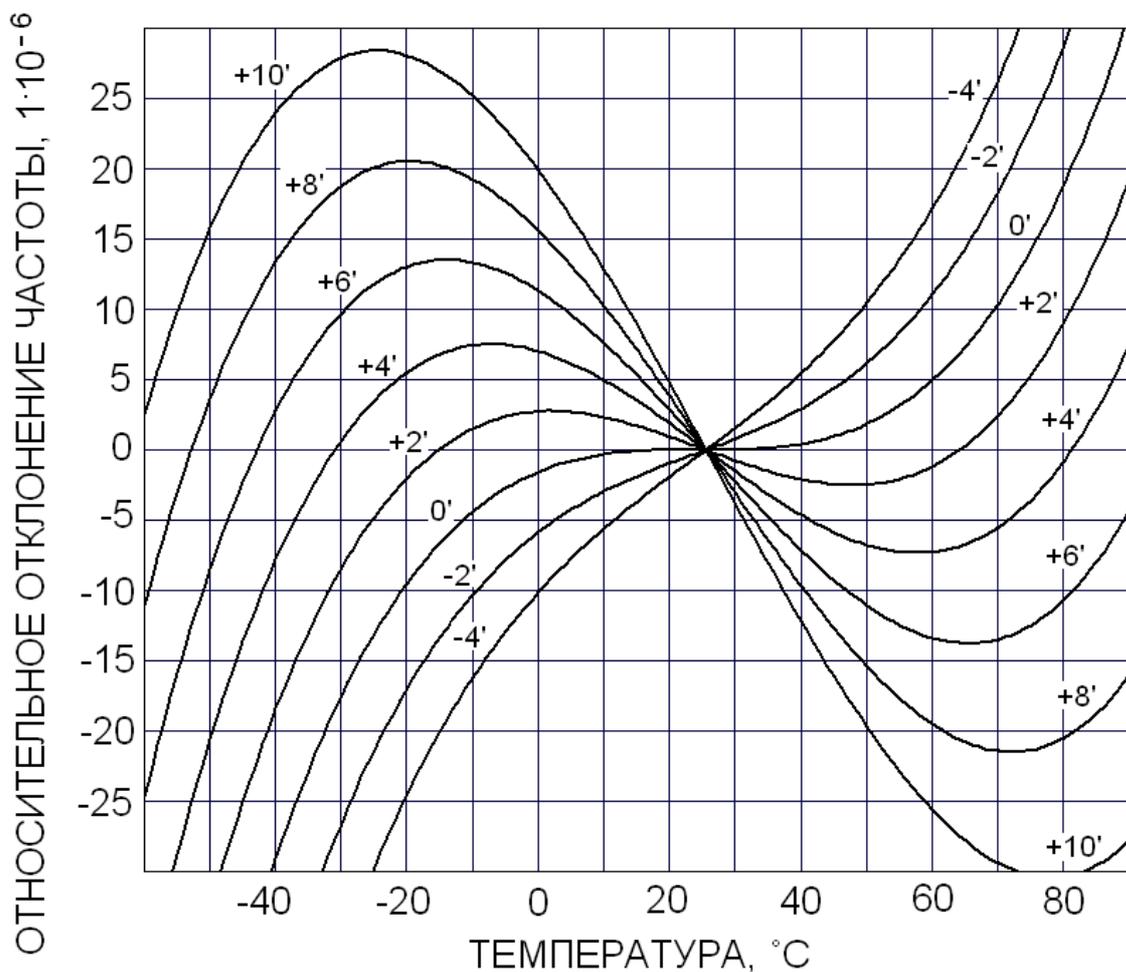


Рис. 1.13. Температурно-частотные характеристики резонаторов АТ-среза $ух/+/35^\circ+\Delta\theta$

Для АТ-резонаторов при изменении угла среза происходит поворот ТЧХ относительно точки перегиба графика (температура перегиба $\approx 25\dots27$ °С [13, 14]) и изменение положений точек экстремума (максимум и минимум отклонения частоты). Для различных диапазонов рабочих

температур можно выбрать оптимальный срез по минимальному отклонению частоты. Интервал температур, на краях которого отклонения частоты по абсолютным значениям равны отклонениям частоты в экстремальных точках, является оптимальным для резонатора с выбранной ТЧХ. Например, для диапазона $-40\dots+90$ °С оптимальным по данному критерию является угол среза $ухл/+35^\circ4'$, а для диапазона $-20\dots+70$ °С – угол среза $ухл/+35^\circ2'$. В первом примере отклонение не превышает $\pm 8 \cdot 10^{-6}$, во втором $\pm 3 \cdot 10^{-6}$. Неточность ориентации по углу среза (производственный разброс по углу среза выборки резонаторов) приводит к увеличению максимальных отклонений частоты [13].

При создании термостатированного генератора на АТ-резонаторе температуру термостатирования следует выбирать равной или близкой к температуре экстремума в области положительных температур. ТКЧ в экстремуме равен нулю. Крутизна изменения ТЧХ АТ-резонатора вблизи точки экстремума будет меньше у резонатора с меньшим отклонением угла среза от 35° . При меньшей крутизне ТЧХ вблизи температуры термостатирования можно добиться лучшей стабильности частоты при одинаковой стабилизации температуры. Поэтому для термостатированных генераторов на АТ-резонаторах не рекомендуют применять температуру термостатирования выше $+70$ °С (второй экстремум) [2]. Верхняя граница рабочего диапазона температур эксплуатации должна быть ниже температуры термостатирования. Разность между этими значениями зависит от минимальной мощности тепловых потерь, выделяемых внутри генератора.

ТЧХ группы ТД-резонаторов ($ухбл/+22\dots24^\circ/+33,5\dots35^\circ$), как и ТЧХ АТ-резонаторов, имеют два экстремума, но смещённых в область положительных температур. Первый экстремум находится выше $+60$ °С, второй ещё выше. У срезов ТД обнаружено уникальное сочетание свойств, в частности минимальный температурно-динамический коэффициент частоты, минимальный интегральный силовой коэффициент частоты, меньшая крутизна ТЧХ вблизи экстремума по сравнению с АТ-срезом [2]. В настоящее время двухповоротные ТД- и SC-резонаторы широко применяют в прецизионных термостатированных генераторах. Крутизна наклона ТЧХ опорной термостабильной С-моды ТД-резонатора вблизи экстремума не превышает $0,2$ Гц/°С при частоте С-моды 10 МГц. Крутизна наклона ТЧХ термочувствительной В-моды ТД-резонатора может иметь значения $200\dots300$ Гц/°С

в зависимости от температуры. Столь высокая чувствительность B -моды к изменениям температуры может использоваться в датчиках температуры [15]. Кроме того, динамическое сопротивление ТД-резонатора на частоте B -моды имеет меньшее значение, чем на частоте C -моды при симметрично расположенных на ПЭ электродах. Это создаёт трудности в достижении моночастотности генераторов на ТД-резонаторах.

БТ-резонаторы ($yxl/-48^\circ$) имеют ТЧХ, близкие к квадратичной параболе (рис. 1.14). Но кривые ветвей графика ТЧХ асимметричны. Правая ветвь имеет большую крутизну, чем левая. Изменением угла среза положение единственного экстремума можно изменять в широких пределах: от отрицательных температур до $+100^\circ\text{C}$ и выше [2]. БТ-резонатор имеет большую крутизну отклонения частоты от температуры, чем у АТ-резонатора. Но у БТ-резонатора можно обеспечить большую точность положения экстремума по температурной шкале из-за меньшей чувствительности к точности ориентации пластины резонатора [2]. БТ-резонатор имеет более высокое значение частотного коэффициента K_f (1.5) по сравнению с АТ- и ТД-резонаторами, и при одинаковой толщине ПЭ можно получить более высокую резонансную частоту, используя БТ-срез.

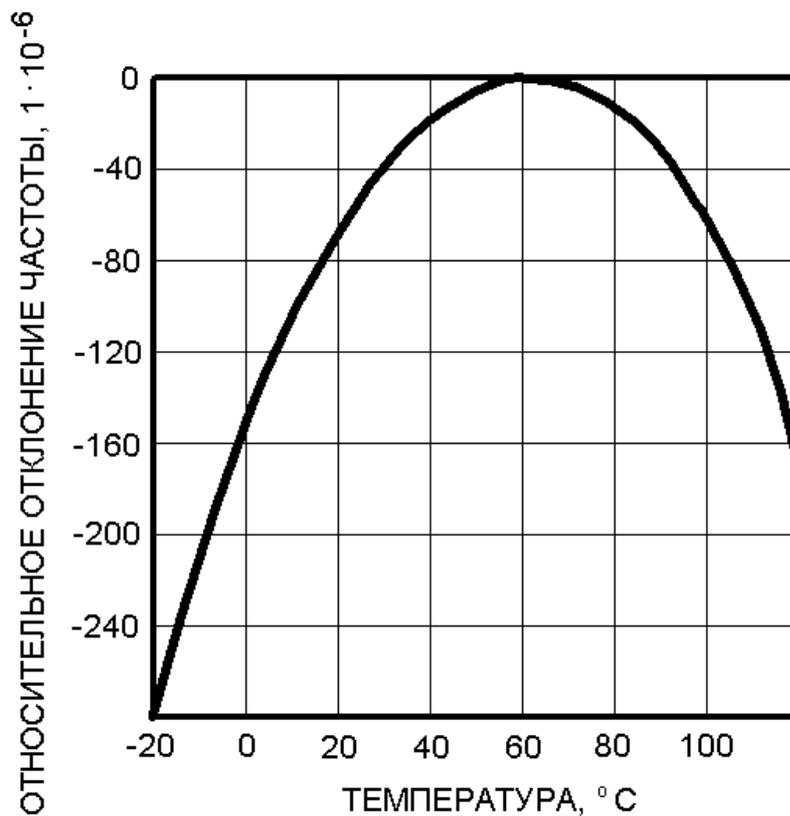


Рис. 1.14. Температурно-частотная характеристика резонаторов БТ-среза $yxl/-48^\circ$

1.7. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Выше уже были рассмотрены некоторые параметры и характеристики кварцевых резонаторов. В данном пункте приводятся параметры, термины и характеристики, которыми необходимо оперировать при выборе и заказе кварцевого резонатора.

- Номинальное значение частоты – частота кварцевого резонатора, установленная изготовителем [16]. К номинальной частоте неприменимо понятие нестабильности, она имеет постоянное значение, служащее началом отсчёта для отклонений реальной частоты резонатора [2].

- Рабочая частота – реальное значение частоты колебаний резонатора при включении его в конкретное устройство. Разность между рабочей и номинальной частотами не должна превышать установленного допуска. Допуск принято выражать в относительных величинах, обычно в миллионных долях.

- Порядок колебаний (номер гармоники) – номер механического обертона колебаний, необходимый для рабочей частоты.

- Резонансная частота – нижняя из двух частот (частота последовательного резонанса) кварцевого резонатора без нагрузки в установленных условиях, при которой электрический импеданс кварцевого резонатора является действительным (резистивным) [16].

- Антирезонансная частота – высшая из двух частот (частота параллельного резонанса) кварцевого резонатора в установленных условиях, при которой электрический импеданс кварцевого резонатора является действительным (резистивным) [16].

- Частота настройки резонатора – рабочая частота в условиях, оговорённых технической документацией, при которых произведена (должна быть произведена) настройка резонатора по частоте [2]. Например, при заданной температуре настройки, при нагрузочной ёмкости указанной величины.

- Точность настройки – разность между значением частоты настройки и номинальным значением частоты при определённой температуре (температура настройки чаще всего выбирается +25 °С).

- Рабочий интервал температур – интервал температур, в котором рабочая частота резонатора не должна выйти за указанный в технической документации допуск.

- Допуск по частоте – максимально допустимое отклонение рабочей частоты от номинальной, вызванное какой-либо конкретной причиной (например, изменение температуры) или сочетанием причин (температура, вибрация, влажность, механический удар и т. п.) [16]. Допуск по частоте, как и точность настройки, обычно устанавливают в миллионных частях ($1 \cdot 10^{-6}$) от номинальной частоты. При анализе отклонений частоты только от температуры часто оперируют параметром – относительное изменение частоты в рабочем интервале температур [17].

- Мощность, рассеиваемая на резонаторе, не должна превышать значений следующего ряда: 2,0; 1,0; 0,5; 0,2; 0,1; 0,05; 0,03; 0,02; 0,01; 0,005; 0,003; 0,002; 0,001; 0,0005; 0,0001 мВт (ГОСТ 27124-86). Вместо мощности иногда используют значение тока, проходящего через резонатор. Эти параметры характеризуют уровень возбуждения [16]. Уровень возбуждения является дестабилизирующим фактором, влияние которого приводит к изменению параметров и характеристик кварцевого резонатора. От выбранного уровня возбуждения зависят стабильность частоты генератора, спектр шумов выходного сигнала, устойчивость работы в диапазоне изменения температуры [2], скорость старения резонатора. Энергия, поступающая в резонатор от схемы возбуждения, идёт на поддержание механических колебаний ПЭ, деформацию электродов и элементов крепления, а также на нагрев. Небольшая часть энергии расходуется на излучение акустических волн. Если мощность возбуждения превышает допустимый уровень, то возникают необратимые изменения частоты и сопротивления, возможно нарушение целостности электродных покрытий, элементов крепления, возникновение сколов или нарушений в поверхностном слое ПЭ вплоть до разрушения кристалла [2]. Допустимая мощность, рассеиваемая на кварцевом резонаторе (КР), зависит от размеров ПЭ, вида колебаний, от конструкции резонатора.

- Долговременная нестабильность частоты (старение) выражается в относительном отклонении рабочей частоты за длительный период времени (год, месяц, сутки) в миллионных частях ($1 \cdot 10^{-6}$) от номинальной частоты. Долговременная нестабильность частоты улучшается при снижении уровня возбуждения [2]. У лучших образцов резонаторов при малых значениях рассеиваемой мощности (менее 160 мкВт) суточная нестабильность КР получена менее $0,5 \cdot 10^{-12}$, годовая менее $1 \cdot 10^{-7}$.

• Ослабление нежелательных резонансов в децибелах (дБ) (особенно важно для резонаторов, используемых в качестве элементов фильтра) или отношение динамического сопротивления нежелательных резонансов к динамическому сопротивлению основного рабочего резонанса указывает на пригодность резонатора для применения в фильтрах и генераторах.

• Тип резонатора (конструктивные требования).

• Основные электрические параметры резонатора:

– динамическое сопротивление $R1$ – сопротивление динамической (последовательной) ветви эквивалентной схемы;

– динамическая ёмкость $C1$ – ёмкость динамической (последовательной) ветви эквивалентной схемы;

– динамическая индуктивность $L1$ – индуктивность динамической (последовательной) ветви эквивалентной схемы;

– статическая (шунтирующая) ёмкость резонатора $C0$ – ёмкость, параллельная динамической ветви эквивалентной схемы.

• Ёмкостное отношение m – величина, равная отношению $C1/C0$.

• Добротность резонатора Q . Её величина может быть вычислена через параметры динамической ветви, через выражение (1.12).

• Нагрузочная ёмкость резонатора C_H – эффективная внешняя ёмкость, присоединённая к кварцевому резонатору, определяющая резонансную частоту под нагрузкой. Подключение к кварцевому резонатору электрической цепи приводит к изменению резонансной частоты из-за влияния реактивных элементов этой цепи. Зная параметры эквивалентной схемы резонатора и величину внешней реактивности, можно определить величину изменения частоты резонанса. Для упрощения взаимодействия заказчиков и производителей резонаторов и обеспечения взаимозаменяемости изделий практикуется настройка резонаторов с нагрузочной ёмкостью. При включении резонатора последовательно с нагрузочной ёмкостью измеренная частота должна соответствовать номинальной с учётом указанной точности настройки.

Использование нагрузочной ёмкости очень важно по следующим причинам. Во-первых, устройство контроля и измерения параметров кварцевого резонатора, используемое производителем, имеет некоторую минимальную входную реактивность ёмкостного характера. Поэтому измерение параметров резонатора происходит с подключенной реактивной нагрузкой. Во-вторых, заказчик будет использовать резонатор, подключая его к элек-

тронной схеме (например, схема генератора), имеющей собственное реактивное сопротивление между контактами, к которым подключается резонатор. В результате в реальной схеме, где используется резонатор, происходит изменение резонансных частот. Для настройки кварцевого генератора на номинальную частоту лучше заранее знать реактивное сопротивление схемы генератора между точками подключения КР. В опорных кварцевых генераторах наиболее часто используется схема ёмкостной трёхточки, где КР работает вместо индуктивности, а схема генератора имеет емкостный характер сопротивления. При заказе КР следует указать, при какой нагрузочной ёмкости должна быть настроена номинальная частота. Изменения резонансных частот при подключении нагрузочной ёмкости C_H [17] показаны на рис. 1.15. Из рисунка видно, что при последовательном подключении ёмкости C_H изменяется значение частоты последовательного резонанса (см. рис. 1.15, б), а при параллельном подключении ёмкости C_H изменяется значение частоты параллельного резонанса (см. рис. 1.15, в).

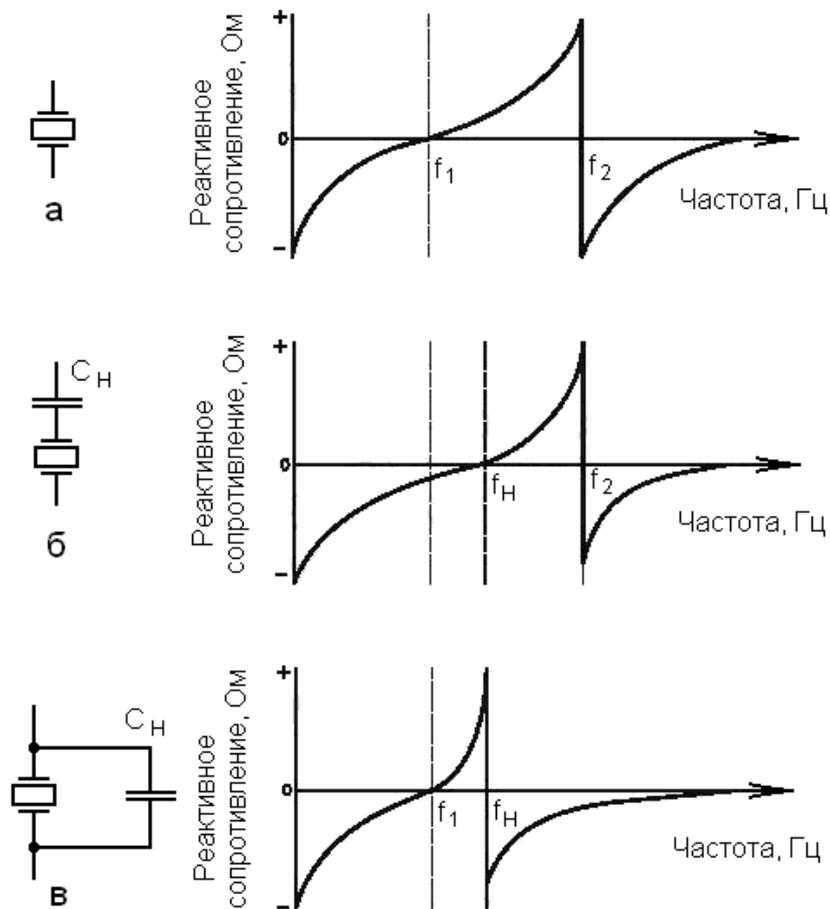


Рис. 1.15. Резонансная f_1 , антирезонансная f_2 и резонансная частота под нагрузкой f_H кварцевого резонатора

Если последовательно с резонатором включён конденсатор ёмкостью C_H (см. рис. 1.15, б), то вновь полученному двухполюснику соответствует схема того же вида, что и эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора (см. рис. 1.11, а), но с изменёнными значениями параметров (вместо $R1 \rightarrow R1_H$; вместо $C1 \rightarrow C1_H$ и т. д.) [2]:

$$f_{1H} = f_1 \sqrt{1 + \frac{C1}{C0 + C_H}}; \quad (1.17)$$

$$C0_H = \frac{C0 \cdot C_H}{C0 + C_H}; \quad (1.18)$$

$$R1_H = R1 \cdot (1 + C0/C_H)^2; \quad (1.19)$$

$$L1_H = L1 \cdot (1 + C0/C_H)^2; \quad (1.20)$$

$$C1_H = \frac{C1 \cdot C_H^2}{(C0 + C_H) \cdot (C0 + C_H + C1)}. \quad (1.21)$$

Частота параллельного резонанса не изменилась: $f_{2H} = f_2$.

В случае с параллельным подключением ёмкости C_H к кварцевому резонатору (см. рис. 1.15, в) изменяется общая ёмкость, подключенная параллельно динамической ветви:

$$C0_H = C0 + C_H. \quad (1.22)$$

Параметры динамической ветви при параллельном подключении ёмкости C_H к кварцевому резонатору остаются без изменений ($R1_H = R1$; $C1_H = C1$; $L1_H = L1$). Значение частоты последовательного резонанса остаётся без изменений: $f_{1H} = f_1$. Частота параллельного резонанса меняется в соответствии [2]:

$$f_{2H} = f_1 \sqrt{1 + \frac{C1}{C0 + C_H}}. \quad (1.23)$$

Сравнивая выражения (1.23) и (1.17), отметим, что уравнения совпадают. Следовательно, независимо от того, последовательно или параллельно включена нагрузочная ёмкость C_H , новая резонансная частота f_H занимает в интервале $f_1 \dots f_2$ одинаковое положение [17]. Только в первом случае смещается частота последовательного резонанса f_{1H} , а во втором – параллельного f_{2H} . Если подключить две ёмкости и параллельно, и последова-

тельно, то сместятся обе резонансные частоты с сужением межрезонансного промежутка. При заказе КР на это следует обратить особое внимание. Например, при разработке кварцевого генератора на частоту 10 000 кГц, используя КР с частотой $f_1 = 10\,000,000$ кГц, нельзя получить номинальную частоту генератора (10 000 кГц) без использования корректирующей катушки индуктивности для смещения частоты. Добротность и габаритные показатели катушек индуктивности значительно уступают конденсаторам. Поэтому предпочтительно применение конденсаторов. Чтобы исключить применение корректирующей катушки индуктивности, следует заказывать КР на номинальную частоту генератора с *последовательной* нагрузочной ёмкостью, соответствующей реактивности генератора между контактами включения КР (включая управляющую и/или корректирующую ёмкости). Для схемы ёмкостной трёхточки величина нагрузочной ёмкости C_H зависит от подключенных к резонатору элементов цепи управления и элементов схемы автогенератора. C_H смещает значение частоты генерирования вверх согласно (1.17). Оценить величину этой ёмкости можно из выражения:

$$\frac{1}{C_H} = \frac{1}{C_{БЭ}} + \frac{1}{C_{ЭК}} + \frac{1}{C_Y},$$

где C_Y – ёмкость цепи управления и коррекции; $C_{БЭ}$ – ёмкость, характеризующая ёмкостное реактивное сопротивление между базой и эмиттером транзистора в ёмкостной трёхточечной схеме автогенератора; $C_{КЭ}$ – ёмкость, характеризующая ёмкостное реактивное сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора в ёмкостной трёхточечной схеме автогенератора.

В настоящее время изготовители кварцевых резонаторов для контроля параметров и характеристик резонаторов используют современные измерительные установки, в частности анализатор цепей для кварцевых и керамических резонаторов «Saunders & Associates 250С». В табл. 1.1 представлены результаты измерений кварцевых резонаторов РК459 (АТ-срез) на 10 МГц, произведённых ОАО «Пьезо».

Резонаторы предназначены для работы в схемах генераторов с широким интервалом рабочих температур $-60\dots+85$ °С. Резонаторы имеют температуру экстремума в области положительных температур $+77\dots+82$ °С.

Контрольные параметры резонаторов РК459 на 10 МГц

Измеритель S&A 250C. Версия ПО: 10.82								
Описание:								
20.07.2011 16:33:50			Шаблон измерений: <i>Standard Piezo.</i>					
Установки:								
F _{ном} = 10 000 кГц. Мощность = 100 мкВт. Сопротивление = 25 Ом.								
Нагрузочная ёмкость CL = 24 пФ; № гармоники 1; точность настройки ±15 ppm; интервал рабочих температур от -60 до +85 °С; относительный уход частоты в ИРТ ±30 ppm								
№ резонатора	FR, кГц	RR, Ом	Q, ×1000	C0/C1	C0, pF	C1, fF	L, мГн	PWR, мкВт
3	9998,405	5,22	319,59	235,48	2,25	9,5349	26,57	53,9
6	9998,367	4,79	343,44	236,47	2,29	9,6785	26,18	51
7	9998,379	4,9	338,32	235,25	2,26	9,6118	26,36	51,7
12	9998,391	5,67	292,71	235,75	2,26	9,5863	26,43	56,8
17	9998,402	4,52	361,36	234,99	2,29	9,7391	26,02	49
19	9998,431	6,44	260,15	237,21	2,26	9,5076	26,65	61,3
20	9998,408	4,94	333,74	234,48	2,26	9,6548	26,24	52
21	9998,3	5,12	303,21	224,59	2,3	10,252	24,72	53,3
22	9998,43	4,95	333,27	236,55	2,28	9,6443	26,27	52,1
23	9998,435	6,67	249,59	235,37	2,25	9,5653	26,49	62,6
25	9998,343	6,35	248,13	223,8	2,26	10,102	25,08	60,9
26	9998,341	4,84	331	226,18	2,25	9,9404	25,49	51,3
27	9998,329	5,6	285,46	226,98	2,26	9,9615	25,44	56,4
28	9998,34	5,28	302,23	226,26	2,26	9,9667	25,42	54,4
29	9998,406	4,79	343,76	236,2	2,28	9,6722	26,2	51
Среднее значение	9998,38	5,34	309,73	232,37	2,27	9,7612	25,97	54,5
МАХ значение	9998,435	6,67	361,36	237,21	2,3	10,252	26,65	62,6
MIN значение	9998,3	4,52	248,13	223,8	2,25	9,5076	24,72	49

В табл. 1.2 представлены кварцевые резонаторы РК459 (АТ-срез) на 20 МГц, произведённые ОАО «Пьезо». Данные КР имеют небольшое смещение частоты последовательного резонанса *FR* (обозначение резонансной частоты, принятое в протоколах измерения анализатора S&A 250C) относительно номинальной частоты и поэтому могут работать в фильтровых схемах и в схемах ёмкостной трёхточки с применением индуктивного корректора частоты.

Контрольные параметры резонаторов РК459 на 20 МГц

Измеритель S&A 250C. Версия ПО: 10.82										
20.07.2011 16:25:57 Шаблон измерений: <i>Standard Piezo.</i>										
Установки:										
F _{ном} = 20 000 кГц. Мощность = 100 мкВт. Сопротивление = 25 Ом.										
Тип нагрузочной ёмкости: Расчетная										
№ резонатора	FR, KHz	FR, ppm	RR, Ohms	Q, k	C0/C1	C0, pF	C1, fF	L, mH	TS, ppm/pF	PWR, uW
100	19999,91	-4,32053	2,937975	154,5376	243,1115	4,261038	17,52709	3,613051	10,97245	36,41658
104	19999,71	-14,5065	3,051744	148,4482	240,573	4,225912	17,56603	3,605117	11,02421	37,53773
105	19999,81	-9,4591	2,828677	153,8952	235,7956	4,310439	18,2804	3,464198	11,40414	35,37988
107	19999,87	-6,58835	2,984728	147,5821	243,2155	4,393857	18,0657	3,505349	11,20407	36,89975
108	19999,89	-5,59065	2,893604	153,4013	246,0215	4,410597	17,92769	3,532326	11,10539	36,00142
109	19999,91	-4,28337	2,910661	152,8679	236,297	4,226123	17,8848	3,540789	11,2241	36,16065
Среднее значение	19999,85	-7,45808	2,934565	151,7887	240,8357	4,304661	17,87528	3,543472	11,15573	36,39933
MAX	19999,91	-4,28337	3,051744	154,5376	246,0215	4,410597	18,2804	3,613051	11,40414	37,53773
MIN	19999,71	-14,5065	2,828677	147,5821	235,7956	4,225912	17,52709	3,464198	10,97245	35,37988

Резонаторы АТ-среза охватывают большой диапазон частот радиосвязи, имеют высокую стабильность частоты по сравнению с другими срезами и поэтому широко применяются. Технология изготовления резонаторов АТ-среза хорошо отлажена многими производителями, имеется много информации по экспериментальным и теоретическим исследованиям данного среза [2].

1.8. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ

1. Что является отличительной чертой кристаллов пьезоэлектриков?
2. Через сколько градусов поворота вокруг оптической оси кристалла кварца его свойства повторяются?
3. Поляризация кристалла кварца вызывает в нём механические напряжения. Как называется коэффициент, связывающий между собой поляризацию и механическое напряжение?
4. От какого габаритного параметра пьезоэлемента в наибольшей степени зависит величина частоты в резонаторе, совершающем толщинно-сдвиговые колебания?
5. Какое число полувольт укладывается в частотный размер при возбуждении с использованием пьезоэффекта?
6. Какими факторами обусловлено появление ангармоник?
7. Резонаторы с каким видом колебаний имеют наиболее высокую добротность?
8. Какие конструкции резонаторов, вакуумированные или газонаполненные, имеют более высокую добротность?
9. С какими физическими параметрами пьезоэлемента связана динамическая индуктивность?
10. Какая из частот имеет более высокое значение – частота последовательного резонанса или частота параллельного резонанса?
11. В каком интервале частот реактивное сопротивление кварцевого резонатора имеет индуктивный характер?
12. Какие параметры кварцевого резонатора влияют на ширину интервала между частотами параллельного и последовательного резонансов?
13. От чего зависит величина динамического сопротивления кварцевого резонатора?

14. Резонаторы с какими срезами кристаллов кварца нашли широкое применение и почему?
15. Охарактеризуйте понятие ТКЧ.
16. Что выражает график ТЧХ?
17. Полиномом какой степени чаще всего пользуются при описании ТЧХ?
18. Назовите тип двухповоротного среза кварцевого резонатора, широко применяемого в термостатированных генераторах.
19. Чем отличается резонансная частота от номинальной частоты кварцевого резонатора?
20. Как влияет величина ёмкости последовательной к резонатору нагрузки на значения резонансной и антирезонансной частот?
21. Какая максимально допустимая мощность рассеивания на кварцевом резонаторе может быть разрешена?

2. АВТОГЕНЕРАТОРЫ

2.1. АВТОГЕНЕРАТОРЫ. БАЛАНС АМПЛИТУД. БАЛАНС ФАЗ

Автогенератор (АГ) является нелинейным устройством, преобразующим энергию источников питания в энергию высокочастотных колебаний без подведения к нему переменного напряжения возбуждения. Частота и амплитуда колебаний определяются *собственными параметрами генератора с обратной связью*, т. е. такой генератор является автономной колебательной системой [18].

Самовозбуждение генератора может начаться от сколь угодно малых электрических толчков, электрических шумов, при возникновении переходных процессов во время подачи питания на устройство [18]. Благодаря имеющейся в автогенераторе частотной избирательной цепи (LC-контур, резонатор) из начального нестационарного тока избирается периодический компонент с частотой, практически совпадающей с резонансной частотой избирательной цепи [19]. При возникновении колебаний в автогенераторе крутизна характеристики активного элемента (АЭ) достаточно высока и количество энергии, поступающей в резонансную цепь, превышает потери энергии в ней. Через обратную положительную связь часть энергии усиленного колебания поступает на вход генератора. Обратная связь нужна для управления работой активного элемента, чтобы энергия в резонансную цепь поступала в определённые моменты времени (в нужной фазе). В результате происходит увеличение амплитуды колебаний с каждым периодом. Но при определённой величине амплитуды крутизна АЭ начинает уменьшаться. Например, это происходит в результате возникновения ограничения работы биполярного транзистора в течение какой-то части периода колебания из-за отсечки. При некотором значении амплитуды колебаний устанавливается такой режим автогенератора, при котором количество энергии, поступающей в цепь с резонансным контуром за один период колебаний, становится равным потерям энергии в активном сопротивлении цепи. Наступает динамическое равновесие, устанавливаются стационарная амплитуда колебаний и рабочий режим автогенератора. Цепь, в которой устанавливаются стационарные колебания, включает положительную обратную связь и поэтому является замкнутой (петля обратной связи АГ).

Для анализа работы автогенератора применяют различные его математические модели с нелинейными уравнениями, описывающими его характеристики. Решение нелинейных дифференциальных уравнений – сложная научная задача. Основным инженерным методом анализа является квазилинейный метод, развитый Ю. Б. Кобзарёвым [20]. Суть метода состоит в том, что при каждой величине амплитуды колебаний автогенератор можно рассматривать как линейное устройство. Соотношения между токами и напряжениями в схеме автогенератора заменяют соотношениями между их первыми гармониками. А нелинейный характер автогенератора учитывают изменением параметров линейной системы, зависящих от амплитуды. Анализируемая нелинейная система представляется не одной, а множеством линейных систем, число которых практически равно числу периодов колебаний автогенератора.

В стационарном состоянии автогенератор всегда работает в нелинейном режиме, вследствие чего форма сигнала на выходном электроде отличается от гармонической. Однако благодаря высокой добротности колебательного контура (или избирательной цепи) автогенератора напряжение на контуре определяется фактически только его первой гармоникой тока выходного электрода. Важна связь между напряжением во входной цепи активного элемента и током первой гармоники в цепи выходного электрода АЭ. Эту связь устанавливают введением средней крутизны активного элемента S_{CP} . Для транзистора, включённого по схеме ОЭ (общий эмиттер), средняя крутизна – это отношение комплексной амплитуды первой гармоники коллекторного тока I_{K1} к комплексной амплитуде напряжения $U_{\text{БЭ}}$:

$$\dot{S}_{\text{CP}} = \frac{\dot{I}_{\text{K1}}}{\dot{U}_{\text{БЭ}}} . \quad (2.1)$$

В данной формуле в общем случае все величины комплексные: может изменяться угол сдвига между I_{K1} и $U_{\text{БЭ}}$, поэтому средняя крутизна S_{CP} есть комплексная величина. Средняя крутизна устанавливает линейную связь между входным напряжением и выходным током, когда амплитуда напряжения в автогенераторе постоянна. При изменении амплитуды средняя крутизна меняется, позволяя учесть нелинейный характер автогенератора.

Рассмотрим схему с обратной связью, представленную на рис. 2.1. Схема АГ имеет индуктивную обратную связь (на взаимосвязанных элементах $L1$ и $L2$), через которую часть переменного напряжения с выхода

усилителя на транзисторе VT1 с колебательной системой в нагрузке ($L2$, $C2$, $R3$) подаётся на вход через разделительный конденсатор $C1$, имеющий низкое сопротивление на частоте генерирования колебаний. Резисторы $R1$ и $R2$ служат для настройки рабочего режима транзистора, чтобы в момент подачи питания транзистор открылся (начальный период работы АГ).

В соответствии с основной идеей квазилинейного метода автогенератор, находящийся в стационарном режиме, можно представить в виде линейного усилителя, на вход которого подаётся напряжение из цепи обратной связи.

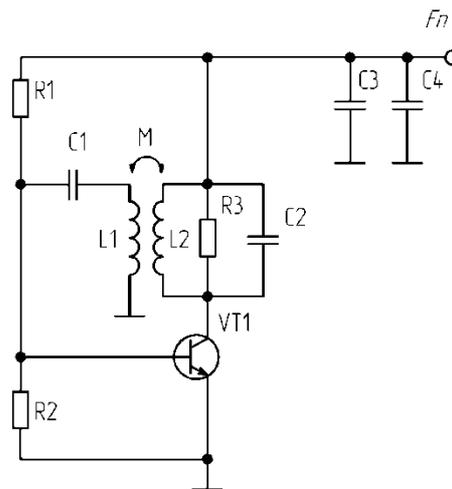


Рис. 2.1. Автогенератор на биполярном транзисторе с трансформаторной положительной обратной связью и разделительным конденсатором $C1$

Так как амплитуды напряжений и токов в стационарном режиме остаются неизменными, можно разорвать цепь обратной связи и представить АГ схемой, изображённой на рис. 2.2, причём по условию стационарности комплексные амплитуды напряжений U_1 и U_2 равны.

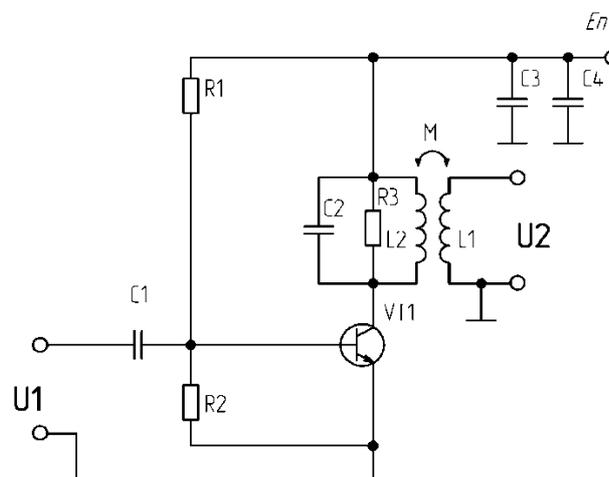


Рис. 2.2. Схема автогенератора с разорванной положительной обратной связью

Предполагая, что переменные токи и напряжения в цепях автогенератора изменяются по гармоническому закону, можно записать алгебраические уравнения для комплексных амплитуд:

$$\dot{U}_K = \dot{Z}_K \dot{I}_{K1}, \quad (2.2)$$

$$\dot{U}_2 = K_{OC} \dot{U}_K = K_{OC} \dot{Z}_K \dot{I}_{K1}, \quad (2.3)$$

где Z_K – полное сопротивление контура в цепи коллектора; K_{OC} – комплексный коэффициент обратной связи (для схемы на рис. 2.1, имеющей трансформаторную обратную связь $K_{OC} \approx M/L2$).

Учитывая линейность усилителя для стационарных колебаний, запишем выражение для амплитуды тока первой гармоники с использованием понятия средней крутизны:

$$\dot{I}_{K1} = \dot{S}_{CP} \dot{U}_1, \quad (2.4)$$

получим

$$\dot{U}_2 = K_{OC} \dot{Z}_K \dot{S}_{CP} \dot{U}_1. \quad (2.5)$$

Из условия стационарности

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 \quad (2.6)$$

получаем комплексное уравнение стационарного режима автогенератора:

$$K_{OC} \dot{Z}_K \dot{S}_{CP} = 1. \quad (2.7)$$

Полученное выражение называют **основным уравнением автогенератора**.

В показательной форме основное уравнение можно представить в следующем виде:

$$K_{OC} e^{j\varphi_{OC}} Z_K e^{j\varphi_K} S_{CP} e^{j\varphi_S} = 1, \\ K_{OC} Z_K S_{CP} e^{j(\varphi_S + \varphi_K + \varphi_{OC})} = 1. \quad (2.8)$$

Комплексное уравнение распадается на два:

$$K_{OC} Z_K S_{CP} = 1 \quad (2.9)$$

$$\varphi_{OC} + \varphi_K + \varphi_S = 0, \quad 2\pi, \quad 4\pi \dots \quad (2.10)$$

Уравнение (2.9) выражает *условие баланса амплитуд*, а уравнение (2.10) – *условие баланса фаз*. Данные уравнения являются важнейшими в теории автогенераторов.

Из условия баланса фаз следует, что в стационарном режиме сумма фазовых сдвигов в петле обратной связи автогенератора равна нулю или кратна 2π . Сдвиг фаз в отдельных элементах автогенератора зависит от частоты. Генерирование колебаний с частотой ω_r возможно при условии выполнения баланса фаз. Схема и конструкция генератора должна быть такой, чтобы условие баланса фаз выполнялось только на одной частоте. Необходимо исключить возможность возбуждения на паразитных частотах. Таким образом, условие баланса фаз позволяет найти частоту стационарных колебаний автогенератора.

Из условия баланса амплитуд вытекает, что в стационарном режиме общий коэффициент передачи в петле автогенератора равен единице. Величины K_{OC} , Z_K являются постоянными, а средняя крутизна зависит от напряжения на входном электроде АЭ. Произведение K_{OC} на Z_K равно управляющему сопротивлению Z_Y , а условие баланса амплитуд можно записать в форме:

$$Z_Y S_{CP} = 1. \quad (2.11)$$

Следовательно, баланс амплитуд выполняется лишь для определённого значения средней крутизны $S_{CT} = 1/Z_Y$, которому соответствует амплитуда стационарных колебаний U_{CT} . Учитывая, что $S_{CP} = I_{K1}/U_{БЭ}$, график средней крутизны $S_{CP} = f(U_{БЭ})$ (рис. 2.3) строят из зависимости амплитуды первой гармоники тока выходного электрода АЭ (I_{K1}) от амплитуды переменного напряжения между входным и общим электродами $I_{K1} = f(U_{БЭ})$.

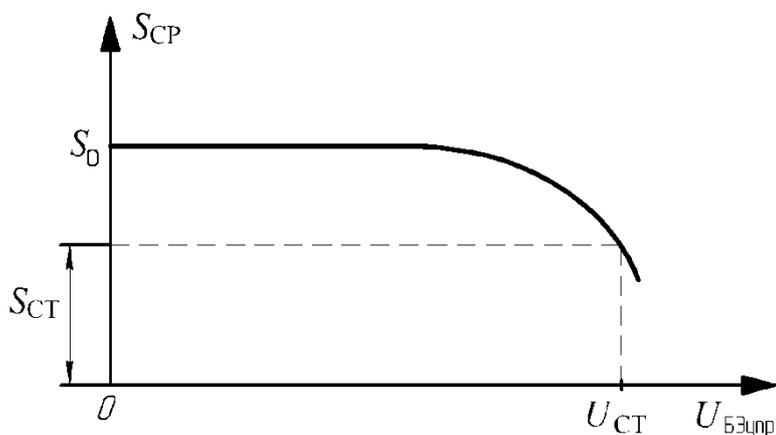


Рис. 2.3. График средней крутизны $S_{CP} = I_{K1}/U_{БЭ}$

В стационарном режиме колебаний часть времени периода сигнала транзистор находится в неактивном режиме и поэтому $S_0 > S_{ст}$. Из теории генераторов с внешним возбуждением [21] известно, что средняя крутизна зависит от угла отсечки тока θ , а отношение между амплитудой n -й составляющей выходного тока активного элемента и амплитудой переменной слагающей управляющего напряжения $U_{БЭупр}$, умноженной на статическую крутизну S_0 , является коэффициентом разложения косинусоидального импульса $\gamma_n(\theta)$ для первой гармоники:

$$\gamma_1(\theta) = \frac{I_{к1}}{S_0 U_{БЭупр}} = \alpha_1(\theta)(1 - \cos(\theta)), \quad (2.12)$$

где $\alpha_n(\theta)$ – коэффициент пропорциональности между амплитудой импульса выходного тока и амплитудой n -й гармоники в этом импульсе тока, S_0 – крутизна транзистора, работающего в течение всего периода колебаний в активной области выходных вольтамперных характеристик (ВАХ), пропорциональная постоянной составляющей тока коллектора $I_{к0}$ и обратно пропорциональная тепловому потенциалу $U_T = (k \cdot T)/q$ при температуре T в кельвинах [К]; k – постоянная Больцмана ($1,381 \cdot 10^{-23}$ Дж/К), q – заряд электрона ($1,60218 \cdot 10^{-19}$ Кл).

$$S_0 \approx \frac{I_{к0}}{U_T}. \quad (2.13)$$

На относительно высоких частотах на величину крутизны S транзистора оказывает влияние инерционность транзистора $S \approx S_0/(1 + j\omega_r/\omega_s)$, где ω_s – круговая частота, при которой модуль статической крутизны коллекторного тока транзистора уменьшается до $S_0/\sqrt{2}$. С учётом (2.12) среднюю крутизну по первой гармонике коллекторного тока в стационарном режиме генератора можно представить:

$$S_{ср} = S\gamma_1(\theta), \quad (2.14)$$

где θ – угол отсечки в стационарном режиме.

С уменьшением угла отсечки величина коэффициента γ_1 уменьшается, и следовательно, уменьшается средняя крутизна $S_{ср}$. Величину, обратную коэффициенту γ_1 , называют фактором регенерации или коэффициентом запаса по возбуждению [22]:

$$K_3 = \frac{1}{\gamma_1(\theta)}. \quad (2.15)$$

Если коэффициент запаса мал, то имеется опасность срыва колебаний при увеличении сопротивления колебательной системы генератора, например под влиянием старения элементов или изменения температуры. Для надёжной работы желательно иметь $K_3 = 2 \dots 10$ и соответственно $\gamma_1(\theta) = 0,1 \dots 0,5$ [14]. Отсюда следует, что угол отсечки в установившемся режиме $\theta = 45^\circ \dots 90^\circ$.

Заменив в выражении баланса амплитуд (2.9) S_{cp} на S , а Z_K – на эквивалентное нагрузочное сопротивление электрической цепи, подключаемой между выходными электродами активного элемента на резонансной частоте R_{oe} , получим *условие самовозбуждения* АГ:

$$K_{oc} Z_K S \approx K_{oc} R_{oe} S > 1. \quad (2.16)$$

Или, учитывая (2.11), (2.14), (2.15):

$$K_{oc} R_{oe} S = R_y S = K_3 > 1. \quad (2.16a)$$

Из выражений (2.9), (2.14), (2.15), (2.16) следует, что самовозбуждение автогенератора наступает при коэффициенте обратной связи:

$$K_{oc} = \frac{1}{R_{oe} \cdot S \cdot \gamma_1(\theta)} = \frac{K_3}{R_{oe} \cdot S}, \quad (2.17)$$

$$K_{oc} > \frac{1}{R_{oe} \cdot S}. \quad (2.17a)$$

2.2. СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

В схеме АГ обязательно наличие положительной обратной связи и активного элемента, управляющего поступлением порций энергии от источника питания в колебательную систему для поддержания незатухающих колебаний. Колебательная система обычно задаёт частоту колебаний, близкую к одной из её собственных частот [21]. АГ применяются в качестве задающих частоту генераторов в возбудителях передатчиков, гетеродинах приёмников, в измерительной и др. аппаратуре. В многокаскадных устройствах выходная мощность АГ не важна. Основные требования предъявляются к стабильности частоты, которую невозможно улучшить в последующих каскадах. В качестве колебательных систем наиболее часто используют LC-контуры, пьезоэлектрические и другие резонаторы.

В качестве АЭ в автогенераторах, как правило, используют транзисторы [13]. Невысокие рабочие напряжения в сравнении с электронными лампами определяют пониженное напряжение и малую рассеиваемую мощность на колебательной системе, что повышает стабильность частоты транзисторных АГ [20]. Схемы кварцевых генераторов часто разделяют на осцилляторные и фильтровые. Отличительным признаком может служить следующий фактор: если замена КР на конденсатор приводит к полной невозможности возбуждения АГ, то такая схема является осцилляторной, а если при такой замене АГ должен возбуждаться на какой-либо частоте, то такую схему АГ относят к фильтровым.

2.2.1. Генераторы по трёхточечной схеме

Многие схемы LC-автогенераторов и кварцевых автогенераторов могут быть сведены к обобщённой трёхточечной транзисторной схеме АГ, представленной на рис. 2.4.

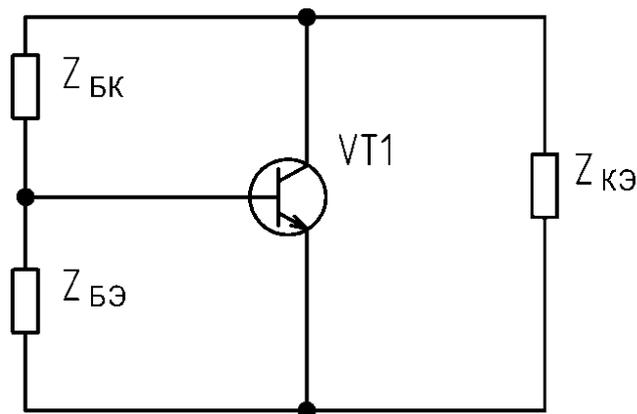


Рис. 2.4. Обобщённая трёхточечная схема автогенератора

Полное сопротивление нагрузки транзистора VT1, включённой между коллектором и эмиттером:

$$Z_{\text{к}} = \frac{Z_{\text{кЭ}}(Z_{\text{БК}} + Z_{\text{БК}})}{Z_{\text{кЭ}} + Z_{\text{БК}} + Z_{\text{БЭ}}} \quad (2.17)$$

Коэффициент обратной связи схемы, выражаемый через отношение амплитуды входного напряжения $U_{\text{БЭ}}$ к амплитуде напряжения на всей нагрузке, включённой между коллектором и эмиттером $U_{\text{КЭ}}$:

$$K_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{БЭ}}}{U_{\text{КЭ}}} \cong -\frac{Z_{\text{БЭ}}}{Z_{\text{БЭ}} + Z_{\text{БК}}} \quad (2.18)$$

Знак минус в выражении (2.18) следует из противоположности фаз переменных напряжений на коллекторе и базе транзистора. Управляющее сопротивление:

$$Z_y = K_{OC} Z_K = -\frac{Z_{KЭ} Z_{БЭ}}{Z_{KЭ} + Z_{БК} + Z_{БЭ}}. \quad (2.19)$$

Для дальнейшего анализа схемы АГ, приведённой на рис. 2.4, воспользуемся следующими допущениями, используемыми в известных источниках [18, 19, 20, 21]. Обычно колебательные системы АГ выполняют с малыми потерями (высокая добротность), чтобы получить высокую стабильность частоты. Это означает, что сопротивления потерь, выражаемые действительной частью полных сопротивлений $Z_{KЭ}$, $Z_{БК}$, $Z_{БЭ}$, малы:

$$\begin{aligned} Z_{KЭ} &= R_{KЭ} + jX_{KЭ} \approx jX_{KЭ} \\ Z_{БЭ} &= R_{БЭ} + jX_{БЭ} \approx jX_{БЭ} \\ Z_{БК} &= R_{БК} + jX_{БК} \approx jX_{БК}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

При допущенных приближениях выражение (2.19) приводим к виду:

$$Z_y = -\frac{Z_{KЭ} Z_{БЭ}}{Z_{KЭ} + Z_{БК} + Z_{БЭ}} \approx \frac{X_{KЭ} X_{БЭ}}{R_{KЭ} + R_{БК} + R_{БЭ} + j(X_{KЭ} + X_{БК} + X_{БЭ})}. \quad (2.21)$$

На относительно низких частотах $\omega < 0,3\omega_s$, когда инерционностью транзистора можно пренебречь, средняя крутизна (2.14) будет величиной действительной. Тогда из (2.11) следует, что Z_y также должна быть вещественной величиной R_y . Это утверждение выполняется, если в выражении (2.21) сумма реактивных сопротивлений:

$$X_{KЭ} + X_{БК} + X_{БЭ} = 0, \quad (2.22)$$

а реактивные сопротивления $X_{KЭ}$ и $X_{БЭ}$ в числителе (2.21) одного знака и их произведение положительно:

$$X_{KЭ} X_{БЭ} > 0. \quad (2.23)$$

При принятых допущениях условие баланса амплитуд можно записать в виде:

$$1 = Z_y S_{CP} \approx R_y S_0 \gamma_1(\theta) = \frac{X_{KЭ} X_{БЭ}}{R_{KЭ} + R_{БК} + R_{БЭ}} S_0 \gamma_1(\theta). \quad (2.24)$$

Из полученного следует, что R_y и S_{CP} положительны и вещественны, мнимая часть Z_y равна нулю при выполнении условия (2.22), управляющее

сопротивление $R_y = 1/S_{CP}$, реактивные сопротивления $X_{КЭ}$ и $X_{БЭ}$ должны совпадать по знаку, а сопротивление $X_{БК}$ обязательно будет иметь противоположный знак.

При вещественном Z_y автогенератор работает на частоте, близкой к собственной частоте колебательной системы. Условие баланса фаз при принятых допущениях выполняется, если сумма реактивных сопротивлений, включённых между выводами транзистора на частоте генерирования, равна нулю (2.22). За счёт правильного включения элементов колебательного контура автогенератора можно выполнить условия (2.22), (2.23) только в двух вариантах [21]:

$$X_{БЭ} < 0, X_{КЭ} < 0, X_{БК} > 0 \text{ – схема ёмкостной трёхточки;} \quad (2.25)$$

$$X_{БЭ} > 0, X_{КЭ} > 0, X_{БК} < 0 \text{ – схема индуктивной трёхточки.} \quad (2.26)$$

Напряжение $U_{БЭ}$ на входных электродах транзистора в схеме с общим эмиттером находится в противофазе с напряжением $U_{КЭ}$ на выходных электродах, и для выполнения баланса фаз необходимо, чтобы цепь обратной связи изменяла фазу напряжений на $\pm\pi$. Коэффициент обратной связи (2.18) при принятых допущениях (2.20):

$$K_{OC} = -\frac{U_{БЭ}}{U_{КЭ}} \cong -\frac{Z_{БЭ}}{Z_{БЭ} + Z_{БК}} \approx -\frac{X_{БЭ}}{X_{БЭ} + X_{БК}} \quad (2.27)$$

или с учётом условия (2.22) $X_{КЭ} + X_{БЭ} = -X_{БК}$:

$$K_{OC} \approx \frac{X_{БЭ}}{X_{КЭ}}. \quad (2.28)$$

Для того чтобы сдвиг фаз в цепи обратной связи был равен π , величина K_{OC} должна быть действительной. Это будет иметь место, если реактивные сопротивления $X_{БЭ}$ и $X_{КЭ}$ одного характера (либо индуктивного, либо ёмкостного). Тогда для выполнения баланса фаз, учитывая уравнение (2.22), характер сопротивления $X_{БК}$ должен быть противоположным характеру сопротивлений $X_{БЭ}$ и $X_{КЭ}$. Эти условия характерны для двух основных вариантов: индуктивной и ёмкостной трёхточечных схем автогенераторов. На рис. 2.5 изображены виды упрощённых по переменному току трёхточечных схем автогенератора. В более общем случае между электродами активного элемента вместо любого реактивного элемента может быть включена более сложная схема. Например, последовательный или параллельный колебательный контур, кварцевый резонатор. Важно, чтобы

полное сопротивление включённой в соответствующую ветвь цепи носило необходимый характер реактивного сопротивления на частоте возбуждения автогенератора (2.25), (2.26).

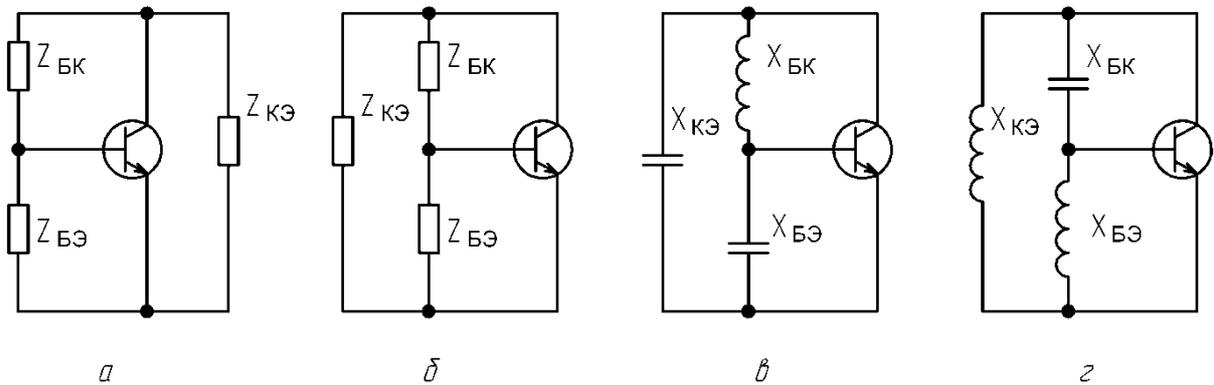


Рис. 2.5. Трёхточечные схемы автогенераторов:
a, б – обобщённая схема; *в* – ёмкостная трёхточечная схема АГ;
г – индуктивная трёхточечная схема АГ

На рис. 2.6 приведены примеры осцилляторной и фильтровой схем автогенераторов с кварцевым резонатором в ёмкостной трёхточке. В фильтровой схеме (рис. 2.6, б) кварцевый резонатор включён в цепь обратной связи. Возбуждение схемы (рис. 2.6, б) обеспечивается индуктивностью (сопротивлением $X_{БК}$) между базой и коллектором транзистора и двумя ёмкостями (реактивные сопротивления $X_{КЭ}$ и $X_{БЭ}$). Замена кварцевого резонатора ВQ1 на разделительную ёмкость преобразует схему (рис. 2.6, б) в LC-генератор по ёмкостной трёхточечной схеме (см. рис. 2.5, в) с разделительным конденсатором по постоянному току.

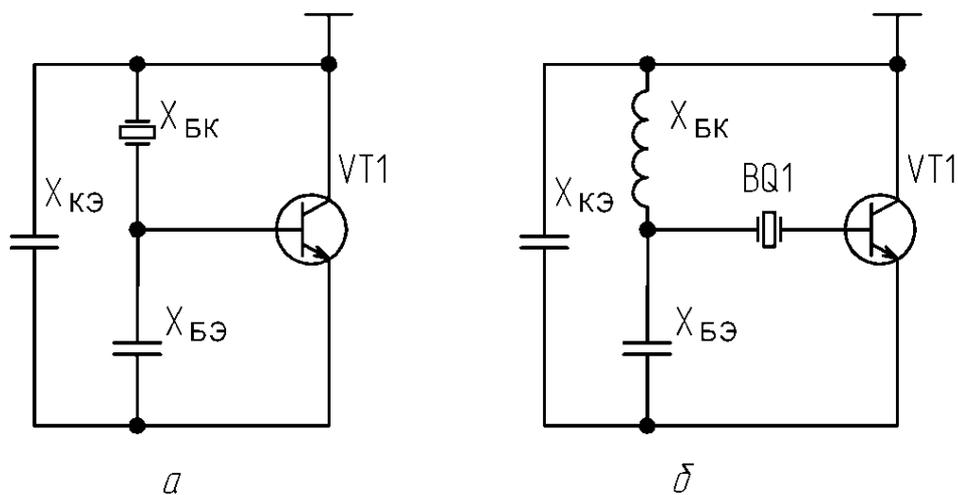


Рис. 2.6. Упрощённые изображения ёмкостных трёхточечных схем кварцевых автогенераторов по переменному току:
a – осцилляторная; *б* – фильтровая

Фильтровая схема легче возбуждается, но менее стабильна по частоте, чем осцилляторная схема. Кроме того, фильтровая схема может возбуждаться на частоте, не контролируемой кварцевым резонатором.

Реактивные сопротивления индуктивностей и конденсаторов практически не зависят от амплитуды сигналов и определяют частоты колебаний АГ. В случае применения кварцевого резонатора (включается в ветвь с индуктивным характером реактивного сопротивления) при некотором уровне протекающего резонансного тока частота резонанса начинает зависеть от рассеиваемой мощности на пьезоэлементе резонатора. Схема ёмкостной трёхточки потенциально позволяет получить большую стабильность частоты, так как даёт лучшую фильтрацию высших гармонических составляющих выходного тока благодаря ёмкости, обеспечивающей сопротивление $X_{кэ}$. Высшие гармоники влияют на фазу средней крутизны и тем самым влияют на стабильность частоты. Кроме того, индуктивности по своим параметрам менее стабильны и имеют меньшую величину добротности, чем конденсаторы. Для повышения стабильности частоты необходимо увеличивать добротность резонансной цепи и ослаблять связь между ней и нагрузкой.

2.2.2. Анализ трёхточечной ёмкостной схемы кварцевого генератора

Рассмотрим ёмкостную трёхточечную схему автогенератора с кварцевым резонатором, включённым между базой и коллектором вместо индуктивности (см. рис. 2.7) [14].

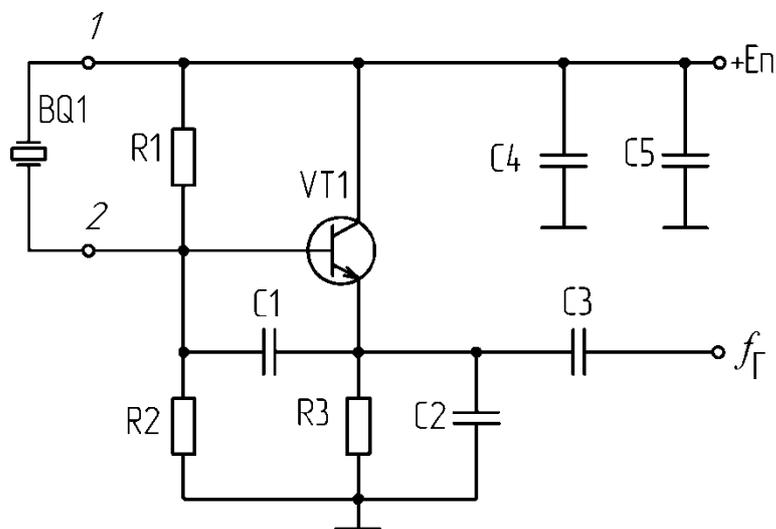


Рис. 2.7. Кварцевый автогенератор по схеме ёмкостной трёхточки

Так как кварцевый резонатор имеет индуктивную реакцию только на частотах между частотой последовательного резонанса (1.6) и частотой параллельного резонанса (1.7), ёмкостная трёхточечная схема с кварцевым резонатором (см. рис. 2.7) будет возбуждаться на частоте, входящей в этот интервал частот. Рассматриваемая схема кварцевого генератора (КГ) имеет лучшие условия возбуждения КР на первом механическом обертоне из-за изменения крутизны на более высоких частотах (см. абзац после выражения (2.13)) и более высокой активности резонатора на первом обертоне (динамическое сопротивление обычно ниже на первом обертоне, если не приняты специальные конструктивные меры в резонаторе). Ёмкость конденсатора $C3$ выбирают меньше, чем ёмкость конденсатора $C2$, для ослабления связи резонансной цепи генератора с нагрузкой ($C3 \leq 0,1 \cdot C2$). По переменному току данную схему КГ, с учётом замены кварцевого резонатора на эквивалентную электрическую схему и с учётом большой ёмкости блокировочных конденсаторов в цепи питания $C4$ и $C5$, можно представить в виде, показанном на рис. 2.8.

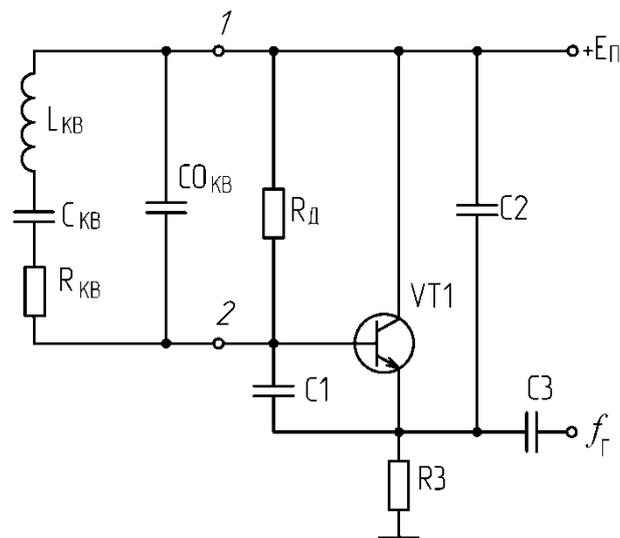


Рис. 2.8. Эквивалентная схема кварцевого автогенератора, изображённого на рис. 2.7

Сопротивление R_d равно сопротивлению параллельного соединения резисторов $R1$ и $R2$ по переменному току. Коэффициент обратной связи K_{oc} зависит от величин ёмкостей конденсаторов $C1$ и $C2$ и (без учёта ёмкостей транзистора и полного входного сопротивления последующего каскада с разделительным конденсатором $C3$) равен (2.28):

$$K_{oc} \approx \frac{X_{БЭ}}{X_{КЭ}} = \frac{1/(\omega_T \cdot C1)}{1/(\omega_T \cdot C2)} = \frac{C2}{C1}. \quad (2.29)$$

Автогенератор является нелинейным устройством, и в стационарном режиме рабочая точка АЭ в определённой части периода генерируемых колебаний выходит из области активного режима, если рассматривать семейство выходных вольтамперных характеристик. В результате средняя крутизна $S_{CP} = S_0 \cdot \gamma_1(\theta)$ уменьшается (величина коэффициента $\gamma_1(\theta)$ уменьшается с уменьшением угла отсечки θ) по сравнению с крутизной S_0 в начальный момент работы генератора при подаче питания. АЭ в автогенераторах нежелательно использовать в перенапряжённом и критическом режимах (из-за насыщения транзистора), иначе стабильность частоты транзисторного автогенератора резко падает (объясняется резким увеличением ёмкости полупроводникового перехода коллектор – база и падением добротности этой ёмкости). Поэтому используется недонапряжённый режим с $\gamma_1(\theta) < 1$.

Для ёмкостной кварцевой трёхточки, применяя упрощённый расчёт кварцевого АГ по переменному току (см. (2.24)) и учитывая, что для резонаторов АТ, ВТ, ТД, SC-срезов сопротивление резонатора $R_K \ll R_D$, управляющее сопротивление с учётом сделанных допущений считаем равным [14]:

$$|Z_y| \approx R_y = \frac{X_{KЭ} X_{БЭ}}{R_{KЭ} + R_{БК} + R_{БЭ}} = \frac{X_{KЭ} X_{БЭ}}{\sum R} \approx \frac{X_{KЭ} X_{БЭ}}{R_{KB}}, \quad (2.30)$$

где $\sum R$ – суммарное сопротивление потерь в резонансной цепи, которое в первом приближении, без учёта входных и выходных полных сопротивлений транзистора [22], равно динамическому параметру резонатора R_{KB} (рис. 2.8).

Используя выражение для коэффициента обратной связи (2.29), из которого следует $X_{БЭ} = K_{OC} \cdot X_{KЭ}$, и принимая во внимание (2.24), приведём уравнение управляющего сопротивления (2.30) к следующему виду:

$$R_y \approx \frac{X_{KЭ} X_{БЭ}}{R_{KB}} = \frac{K_{OC} X_{KЭ} X_{KЭ}}{R_{KB}} = \frac{K_{OC} X_{KЭ}^2}{R_{KB}} = \frac{1}{S_0 \gamma_1(\theta)}. \quad (2.31)$$

Реактивное сопротивление конденсатора $C2$ на частоте КГ $X_{KЭ} = 1/(\omega_T C2)$ можно определить из уравнения (2.31) [14]:

$$X_{KЭ} = \sqrt{\frac{R_{KB}}{S_0 \gamma_1(\theta) K_{OC}}}. \quad (2.32)$$

Величину коэффициента обратной связи K_{OC} рекомендуется [14] выбирать равной 0,2...0,8. В источнике [23] указан другой диапазон K_{OC} от 0,3 до 3,0 с рекомендацией величины $K_{OC} \approx 1$ для задающих генераторов на биполярных транзисторах. Величина $\gamma_1(\theta)$ обратно пропорциональна коэффициенту запаса K_3 (2.15). Значение S_0 можно определить по величине коллекторного тока из рекомендованного [14] диапазона $I_{K0} = 0,5...5$ мА и, используя тепловой потенциал U_T (2.13), находим:

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot \sqrt{\frac{R_{KB}}{S_0 \gamma_1(\theta) K_{OC}}}} . \quad (2.33)$$

Найдя значения $X_{KЭ}$ и $C2$, через коэффициент обратной связи K_{OC} (2.29) можно определить $X_{БЭ}$ и $C1$.

Постоянная составляющая коллекторного тока связана с $\gamma_0(\theta)$, крутизной S_0 и амплитудой управляющего напряжения $U_{БЭупр}$ на базе транзистора следующим выражением:

$$I_{K0} = S_0 \cdot \gamma_0(\theta) \cdot U_{БЭупр} , \quad (2.34)$$

так как [19]:

$$I_{Km} = S_0 \cdot U_{БЭупр} \cdot (1 - \cos(\theta)) ;$$

$$I_{K0} = \alpha_0(\theta) I_{Km} ;$$

$$\gamma_0(\theta) = \alpha_0(\theta) \cdot (1 - \cos(\theta)) .$$

В начальный момент подачи питания на генератор, когда рабочая точка транзистора настроена на активный режим, а амплитуды переменного тока и управляющего напряжения ещё не создают работу транзистора в отсечке или насыщении ($\theta = 180^\circ$), постоянная составляющая коллекторного тока $I_{K0н}$ может быть найдена через выражение:

$$I_{K0н} = S_0 U_{БЭупрн} , \quad (2.35)$$

где $U_{БЭупрн}$ – начальная амплитуда управляющего напряжения на входе транзистора перед моментом начала работы транзистора с отсечкой.

Сравнение (2.34) и (2.35) даёт следующие соотношения:

$$\frac{I_{K0н}}{I_{K0}} = \frac{1}{\gamma_0(\theta)} \cdot \frac{U_{БЭупрн}}{U_{БЭупр}} , \quad \frac{1}{\gamma_0(\theta)} = \frac{I_{K0н}}{I_{K0}} \cdot \frac{U_{БЭупр}}{U_{БЭупрн}} . \quad (2.36)$$

Анализ выражения (2.36) показывает, что величина $1/\gamma_0(\theta)$ пропорциональна отношению тока коллектора в начальный момент к постоянной составляющей тока коллектора в стационарном режиме колебаний. Если спроектировать схему автогенератора так, чтобы постоянный ток коллектора в начальный момент возбуждения генератора (задаваемый цепями смещения рабочей точки транзистора) был практически равен постоянной составляющей тока коллектора в установившемся режиме автоколебаний $I_{\text{КОН}} \approx I_{\text{К0}}$ (а величина $1/\gamma_0(\theta) \approx U_{\text{БЭупр}} / U_{\text{БЭупрн}}$), то мощность, потребляемая каскадом автогенератора в начальный момент и в стационарном режиме, будет постоянной. А величина управляющего напряжения $U_{\text{БЭупр}}$ между этими моментами времени должна возрасти на величину $1/\gamma_0(\theta) > K_3 = 1/\gamma_I(\theta)$ при $0^\circ < \theta < 180^\circ$.

$$\frac{U_{\text{БЭупр}}}{U_{\text{БЭупрн}}} = \frac{1}{\gamma_0(\theta)} \cdot \frac{I_{\text{К0}}}{I_{\text{КОН}}}. \quad (2.36a)$$

Рассмотрим цепь смещения. Постоянный ток делителя $I_{\text{Д}}$, протекающий через резистор $R1$ (рис. 2.7), выразим через падение напряжения на нём:

$$I_{\text{Д}} = \frac{E_{\text{П}} - U_{\text{Б0}}}{R1}, \quad (2.37)$$

где $U_{\text{Б0}}$ – потенциал на базе транзистора относительно общей шины.

Напряжение смещения $E_{\text{СМ}}$, получаемое между базой и эмиттером транзистора, находим из выражения:

$$E_{\text{СМ}} = U_{\text{БЭ0}} = U_{\text{Б0}} - I_{\text{Э0}}R_{\text{Э}}, \quad (2.38)$$

где $R_{\text{Э}}$ – сопротивление резистора $R3$ (рис. 2.7), $I_{\text{Э0}}$ – постоянный ток эмиттера.

С учётом тока базы $I_{\text{Б0}}$ падение напряжения на резисторе $R2$, равное $U_{\text{Б0}}$, запишем:

$$U_{\text{Б0}} = (I_{\text{Д}} - I_{\text{Б0}})R2. \quad (2.39)$$

Подставляя выражение тока делителя (2.37) в (2.39), выразим $U_{\text{Б0}}$:

$$U_{\text{Б0}} = E_{\text{П}} \frac{R2}{R1 + R2} - I_{\text{Б0}} \frac{R1R2}{R1 + R2}. \quad (2.40)$$

Выразим $E_{\text{СМ}}$ через $U_{\text{Б0}}$, используя уравнения (2.38) и (2.40):

$$E_{\text{СМ}} = U_{\text{БЭ0}} = E_{\text{П}} \frac{R2}{R1 + R2} - I_{\text{Б0}} \frac{R1R2}{R1 + R2} - I_{\text{Э0}}R_{\text{Э}}. \quad (2.41)$$

Зная, что $I_{Э0} = I_{Б0}(1+h_{21э})$, перепишем (2.41):

$$E_{СМ} = U_{БЭ0} = E_{П} \frac{R2}{R1 + R2} - I_{Б0} \left(\frac{R1R2}{R1 + R2} + (1 + h_{21э})R_{Э} \right), \quad (2.42)$$

или

$$E_{СМ} = U_{Б0}^* - I_{Б0}R_A, \quad (2.42a)$$

где $U_{Б0}^* = E_{П} \frac{R2}{R1 + R2}$, $R_A = \left(\frac{R1R2}{R1 + R2} + (1 + h_{21э})R_{Э} \right)$.

Известно, что в стационарном режиме колебаний напряжение смещения связано с углом отсечки θ следующим выражением [23]:

$$E_{СМ} = E_{ОТС} - U_{БЭупр} \text{Cos}(\theta), \quad (2.43)$$

где $E_{ОТС}$ – напряжение отсечки (для кремниевого транзистора $\approx 0,6 \dots 0,75$ В).

Из (2.43) выразим $U_{БЭупр}$ и подставим в (2.34):

$$I_{К0} = S_0 \gamma_0(\theta) U_{БЭупр} = S_0 \gamma_0(\theta) \frac{E_{ОТС} - E_{СМ}}{\text{Cos}(\theta)}. \quad (2.44)$$

Подставим в (2.44) выражение $E_{СМ}$ из (2.42a) и, используя соотношение $I_{К0} = h_{21э}I_{Б0}$, получим:

$$I_{Б0} = \frac{U_{Б0}^* - E_{ОТС}}{R_A - \frac{h_{21э} \text{Cos}(\theta)}{S_0 \gamma_0(\theta)}}. \quad (2.45)$$

В начальный момент после подачи питания, когда постоянная составляющая тока коллектора $I_{К0н} = h_{21э}I_{Б0н}$ выражается соотношением (2.35), а напряжение $U_{БЭупрн} = E_{СМ} - E_{ОТС}$, постоянная составляющая тока базы может быть найдена из выражения:

$$I_{Б0н} = \frac{U_{Б0}^* - E_{ОТС}}{R_A + \frac{h_{21э}}{S_0}}. \quad (2.46)$$

Выражения (2.45) и (2.46) отличаются одним слагаемым в знаменателе. Для транзисторов с высокой граничной частотой, когда $f_{ГР}$ намного больше частоты генерирования, условие равенства токов $I_{К0н} = I_{К0}$ и соответственно $I_{Б0н} = I_{Б0}$ выполняется при углах $\theta = 170^\circ \dots 180^\circ$, когда отношение $\text{Cos}(\theta)/\gamma_0(\theta) = -1$. Но такое значение угла θ не является рабочим для

автогенератора. Чтобы постоянная составляющая коллекторного тока мало отличалась в стационарном режиме работы автогенератора от постоянного рабочего тока коллектора в начальный момент возбуждения, необходимо выполнение условий:

$$R_A \gg \frac{h_{21э}}{S_0}, \quad (2.47)$$

$$R_A \gg \left| \frac{h_{21э} \cos(\theta)}{S_0 \gamma_0(\theta)} \right|. \quad (2.48)$$

При значениях угла θ от 90° до $77,5^\circ$ отношение $\cos(\theta)/\gamma_0(\theta) \leq 1$, а при уменьшении угла θ с $77,5^\circ$ до 45° отношение растёт до 15 единиц. Когда угол $\theta = 77,5^\circ$, отношение $\cos(\theta)/\gamma_0(\theta) \approx 1$. При величинах угла $\theta < 30^\circ$ условие (2.48) практически невыполнимо. От угла отсечки θ зависит коэффициент запаса (регенерации) $K_3 = 1/\gamma_1(\theta)$. При величине угла меньше 75° коэффициент K_3 становится больше 3. С увеличением K_3 растёт мощность, рассеиваемая на кварцевом пьезоэлементе резонатора [11]. По экспериментальным данным [11] на практике значение коэффициента запаса должно лежать в пределах $K_3 = 1,3 \dots 4$. Если придерживаться этих рекомендованных значений K_3 , то угол отсечки ограничивается минимальной величиной 66° .

Крутизна S_0 связана с током $I_{э0}$ и тепловым потенциалом U_T соотношением:

$$S_0 \approx \frac{I_{э0}}{U_T} = \frac{1}{r_э}. \quad (2.49)$$

Подставим выражение R_A из (2.42) в (2.48), поделим на $h_{21э}$ и заменим S_0 в соответствии с (2.49):

$$\frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) h_{21э}} + \frac{R_э}{h_{21э}} + R_э \gg \left| r_э \cdot \frac{\cos(\theta)}{\gamma_0(\theta)} \right|. \quad (2.50)$$

Для величин угла $\theta \leq 90^\circ$ содержимое под знаком модуля равно нулю или положительно. Умножим левую и правую части выражения (2.50) на постоянную составляющую тока эмиттера, отбросим слагаемые меньшего порядка, получим:

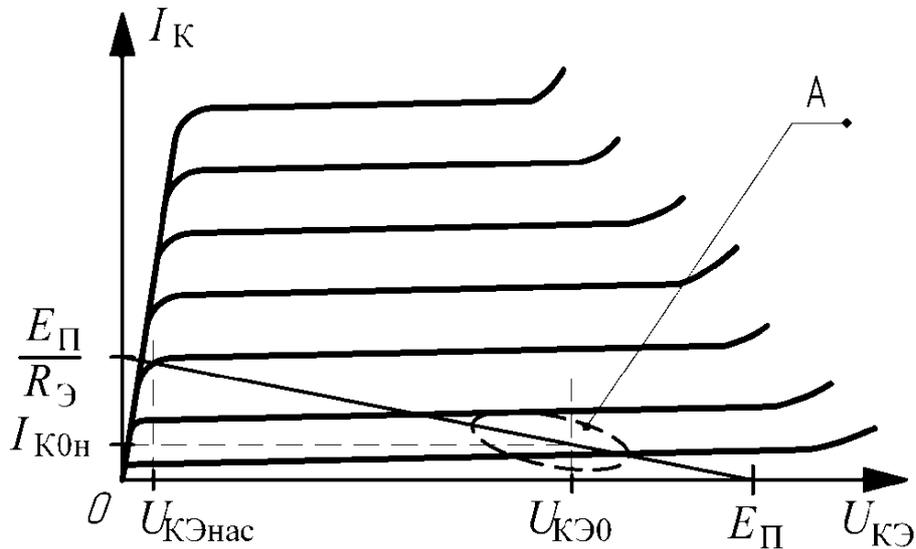
$$I_{э0} \cdot R_э \gg I_{э0} \cdot r_э \cdot \frac{\cos(\theta)}{\gamma_0(\theta)}, \quad U_{Rэ} \gg U_T \cdot \frac{\cos(\theta)}{\gamma_0(\theta)}. \quad (2.51)$$

Резистор в цепи эмиттера $R_{\text{Э}}$ (R_3 в схеме на рис. 2.7), выполняя роль сопротивления автосмещения, является также элементом отрицательной обратной связи по постоянному току, стабилизирующим $I_{\text{Э0}}$.

На рис. 2.9 показана область A выбора положения начальной рабочей точки транзистора автогенератора с током $I_{\text{К0н}}$, необходимая для выполнения условия самовозбуждения (2.16). Требование недопустимости работы транзистора в трёхточечной схеме высокостабильного кварцевого генератора в области насыщения приводит к следующему условию выбора рабочей точки:

$$U_{\text{БЭупр}} \cdot \left(1 + \frac{1}{|K_{\text{ос}}|}\right) < E_{\text{П}} - I_{\text{Э0}} \cdot R_{\text{Э}} - E_{\text{отс}}, \quad (2.52)$$

где в левой части сумма амплитуд напряжений на базе и эмиттере.



$$U_{\text{Э}} = E_{\text{П}} - U_{\text{КЭ0}}$$

Рис. 2.9. Расположение начальной точки покоя ($I_{\text{К0}}$, $U_{\text{КЭ0}}$) транзистора автогенератора на семействе выходных ВАХ в области A

Выбор большого значения падения напряжения на транзисторе $U_{\text{КЭ0}}$ по сравнению с величиной падения напряжения на резисторе в цепи эмиттера

$$U_{\text{КЭ0}} > U_{R_{\text{Э}}} = E_{\text{П}} - U_{\text{КЭ0}}$$

улучшает работу транзистора на высоких частотах и уменьшает нестабильность частоты генерирования (уменьшается влияние ёмкости коллектора, которая при работе транзистора в области насыщения или близко

к ней резко увеличивается). Однако при разработке серийного генератора, когда существует разброс по динамическому сопротивлению резонаторов R_{KB} , для обеспечения стабильного возбуждения генератора рекомендуется увеличивать напряжение на эмиттере на величину [24]:

$$\sqrt{\frac{R_{KB \max}}{R_{KB \min}}}.$$

Средняя крутизна должна уменьшаться по мере возбуждения за счёт изменения нижнего угла отсечки и достигать величины $S_{CP0} = 1/Z_Y$ в стационарном режиме колебаний при нулевом верхнем угле отсечки (рабочая точка транзистора не должна достигать области насыщения). Для выполнения условий (2.51) и (2.52) ищут оптимальные величины $U_{RЭ}$ и $U_{КЭ0}$. В некоторых случаях применяют схемы с автоматическим регулированием или ограничением амплитуды колебаний в автогенераторе [14, 24]. Это также стабилизирует ток через резонатор и увеличивает долговременную стабильность частоты [14].

Используя приведённые выражения с (2.29) по (2.42), условия (2.51), (2.52), известные параметры кварцевого резонатора, параметры и характеристики транзистора, можно получить значения величин основных элементов схемы КГ.

2.2.3. Анализ влияния угла отсечки на мощность рассеивания в кварцевом резонаторе

Мощность, рассеиваемая на кварцевом пьезоэлементе резонатора, зависит от его динамического сопротивления R_K , от тока, протекающего через динамическую ветвь резонатора I_{KB} на частоте генерации f_Γ и определяется из выражения [11]:

$$P_{KB} = I_{KB}^2 \cdot R_{KB}. \quad (2.53)$$

Ток I_{KB} зависит от схемы КГ. Для анализа схемы КГ (рис. 2.8) преобразуем её, приведя к виду, показанному на рисунке 2.10.

Ток I_{KB} можно выразить через напряжение на динамической емкости U_K (рис. 2.10) кварцевого резонатора [11]:

$$I_{KB} = U_K \cdot 2\pi \cdot f_\Gamma \cdot C_{KB}. \quad (2.54)$$

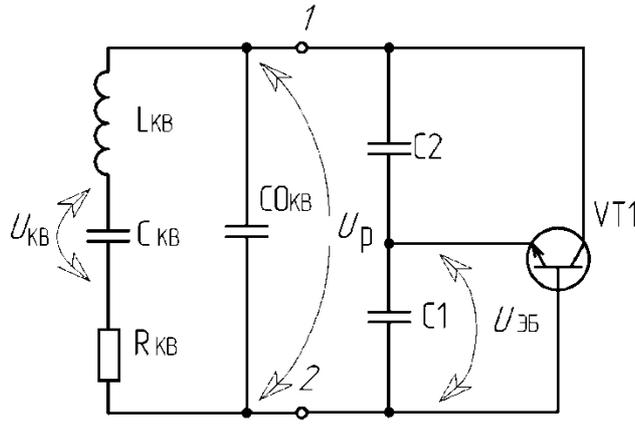


Рис. 2.10. Эквивалентная по переменному току схема кварцевого автогенератора

Напряжение U_K выражается через напряжение на резонаторе U_P и коэффициент связи p [11]:

$$U_{KB} = U_P / p, \quad (2.55)$$

где p – коэффициент связи резонатора со схемой автогенератора [11]:

$$p = \frac{C_{KB}}{C_0 + (C_2 \cdot C_1) / (C_2 + C_1)} = \frac{C_{KB}}{C_0 + C_2 / (1 + K_{OC})}. \quad (2.56)$$

Напряжение на резонаторе U_P связано с амплитудой переменного напряжения на базе $U_{mБ}$ следующим выражением [11]:

$$U_P = U_{ЭБ} \cdot (1 + K_{OC}) / K_{OC} = U_{mБ} \cdot (1 + K_{OC}) / (\sqrt{2} \cdot K_{OC}). \quad (2.57)$$

Амплитуда переменного напряжения $U_{mБ}$ на базе транзистора связана с постоянной составляющей тока коллектора [14, стр. 42]:

$$U_{mБ} \approx \frac{I_{K0}}{S_0 \cdot \gamma_0(\theta)}, \quad (2.58)$$

где $\gamma_0(\theta)$ – коэффициент Берга от нижнего угла отсечки импульса тока коллектора θ .

Статическую крутизну выразим через тепловой потенциал, как в выражении (2.49), тогда:

$$U_{mБ} \approx \frac{U_T}{\gamma_0(\theta)}, \quad (2.59)$$

а переменный ток через динамическую ветвь резонатора с учётом (2.54), (2.55), (2.57) и (2.59):

$$I_{KB} = \frac{U_T \cdot (1 + K_{OC})}{\sqrt{2} \cdot K_{OC} \cdot \gamma_0(\theta) \cdot p} \cdot 2\pi \cdot f_{\Gamma} \cdot C_{KB}. \quad (2.60)$$

Используя выражения (2.53), (2.56) и (2.60), получаем следующую зависимость:

$$P_{\text{КВ}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{КВ}} \cdot \left(\frac{U_{\text{T}} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{T}} \cdot (C_2 + C_0 \cdot (1 + K_{\text{ОС}}))}{\gamma_0(\theta) \cdot K_{\text{ОС}}} \right)^2. \quad (2.61)$$

Для схемы КГ с КР, у которого $f = 10$ МГц, $R_{\text{К}} = 4,52$ Ом, $C_0 = 2,29$ пФ и значения ёмкости конденсатора в схеме автогенератора $C_2 = 270$ пФ, $K_{\text{ОС}} = C_2/C_1 = C_{\text{КЭ}}/C_{\text{БЭ}} = 0,5$, значения рассеиваемой в резонаторе мощности при нормальной температуре, рассчитанные по выражению (2.61), для некоторых величин углов θ приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Мощность, рассеиваемая на КР, в зависимости от угла отсечки

$\theta, ^\circ$	45	50	60	70	80	90
$P_{\text{КВ}}, \text{ мкВт}$	783	427	152	65,5	32,4	17,7

Из таблицы видно, что при значении угла отсечки меньше 70° мощность, рассеиваемая на резонаторе, может превысить допустимое значение 100 мкВт для резонаторов РК459 (см. табл. 1.1). Необходимо помнить, что угол отсечки непосредственно влияет на коэффициент запаса по возбуждению K_3 (в некоторых источниках называется коэффициентом регенерации). Из анализа выражения (2.61) следует, что для уменьшения рассеиваемой мощности необходимо увеличивать коэффициент $K_{\text{ОС}}$ (приближать к 1).

2.2.4. Расчёт элементов ёмкостной трёхточечной схемы кварцевого генератора с учётом рассеиваемой мощности на резонаторе

Для достижения высокой долговременной стабильности частоты генератора, особенно с применением высокочастотных резонаторов, рекомендуется снижать рассеиваемую на резонаторе мощность до величин 5 мкВт и менее [2]. В прецизионных КГ оптимальной для получения высоких результатов по кратковременной и долговременной стабильности частоты мощностью для резонатора АТ является 70...90 мкВт, для резонатора SC и ТД срезов – 160 мкВт [2]. По данным источника [11], при оптимальном режиме генерирования мощность, рассеиваемая на кварцевых резонаторах АТ- и БТ-срезов, не должна превышать 20...30 мкВт. Для миниатюрных

резонаторов допустимая мощность рассеивания ограничивается величинами порядка 100 мкВт. Превышение допустимой мощности рассеивания на резонаторе (увеличение уровня возбуждения резонатора выше оптимального) помимо ухудшения долговременной стабильности может приводить к появлению связи основного колебания с побочными резонансами с увеличением динамического сопротивления на частоте основного колебания и, в худших случаях, к отказу генератора (отсутствие генерации на рабочей частоте) или к разрушению пьезопластины резонатора [5].

С учётом вышесказанного, при расчётах схем автогенераторов следует учитывать допустимую мощность рассеивания на резонаторе и применять рекомендованные производителем резонаторов значения. Полученное выше выражение (2.61) позволяет найти величины ёмкостей конденсаторов трёхточечной схемы кварцевого генератора в зависимости от рассеиваемой на резонаторе мощности $P_{\text{КВ}}$:

$$C_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{\text{КВ}}}{R_{\text{КВ}}} \cdot \frac{\gamma_0(\theta) \cdot K_{\text{ОС}}}{U_{\text{T}} \cdot 2\pi \cdot f_{\Gamma}} - C_0 \cdot (1 + K_{\text{ОС}})}; \quad C_1 = \frac{C_2}{K_{\text{ОС}}}. \quad (2.62)$$

Найдя из выражения (2.62) ёмкость C_2 , можно найти начальную статическую крутизну, используя выражение (2.33):

$$S_0 = (2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot C_2)^2 \cdot \frac{R_{\text{КВ}}}{\gamma_1(\theta) \cdot K_{\text{ОС}}}. \quad (2.63)$$

Для расчёта цепей смещения по постоянному току достаточно найти постоянную составляющую тока коллектора:

$$I_{\text{К0}} \approx U_{\text{T}} \cdot S_0. \quad (2.64)$$

В табл. 2.2...2.5 в качестве примера приведены результаты расчётов для резонаторов с частотой $f_{\Gamma} = 10$ МГц в схеме с углом отсечки $\theta = 80^\circ$ ($K_3 = 2,56$) и коэффициентом обратной связи $K_{\text{ОС}} = 0,5$ с различным динамическим сопротивлением $R_{\text{КВ}}$. Рассчитанные значения ёмкостей конденсаторов $C1$ и $C2$ округлены до величин номенклатурного ряда E24.

Таблица 2.2

$R_{\text{КВ}}$, Ом	5						
$P_{\text{КВ}}$, мкВт	5	20	50	100	200	500	1 000
$C2$, пФ	100	200	330	470	630	1 000	1 500
$C1$, пФ	200	390	680	910	1 300	2 000	3 000
$I_{\text{К0}}$, мкА	26	105	287	581	1 040	2 630	5 920

Таблица 2.3

$R_{KB}, \text{ Ом}$	10						
$P_{KB}, \text{ мкВт}$	5	20	50	100	200	500	1 000
$C2, \text{ пФ}$	68	150	220	330	470	680	1 000
$C1, \text{ пФ}$	130	300	430	680	910	1 300	2 000
$I_{K0}, \text{ мкА}$	24	118	255	573	1 160	2 430	5 260

Таблица 2.4

$R_{KB}, \text{ Ом}$	20						
$P_{KB}, \text{ мкВт}$	5	20	50	100	200	500	1 000
$C2, \text{ пФ}$	47	100	160	220	330	510	680
$C1, \text{ пФ}$	100	200	330	430	680	1 000	1 300
$I_{K0}, \text{ мкА}$	23	105	270	510	1 150	2740	4 870

Таблица 2.5

$R_{KB}, \text{ Ом}$	100						
$P_{KB}, \text{ мкВт}$	5	20	50	100	200	500	1 000
$C2, \text{ пФ}$	20	43	68	100	150	220	330
$C1, \text{ пФ}$	39	91	130	200	300	430	680
$I_{K0}, \text{ мкА}$	21	97	243	526	1 180	2 550	5 730

Приведённые в таблицах результаты расчёта по выражениям (2.62) – (2.64) соответствуют также выражениям (2.32) и (2.33), что можно легко проверить через уравнение:

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot \sqrt{\frac{R_{KB} \cdot U_{\Gamma}}{I_{K0} \cdot \gamma_1(\theta) \cdot K_{OC}}}}. \quad (2.65)$$

Из таблиц видно, что для малых мощностей рассеивания (5 мкВт) требуется значительно уменьшать ток через транзистор I_{K0} (менее 100 мкА). При малых токах параметры транзистора, такие как коэффициент шума, коэффициент передачи по току, могут быть неоптимальными. Поэтому для генераторов с особыми требованиями к долговременной стабильности рекомендуется применять специальные схемотехнические решения для изменения связи резонатора с транзистором.

При проектировании КГ с учётом допускаемой на резонаторе мощности рассеивания P_{KB} расчёт схемы КГ следует начинать с выражений (2.62) – (2.64), (2.29), далее рассчитываются цепи смещения (2.51), (2.52), (2.41).

2.3. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ КГ

Основной вклад в нестабильность частоты кварцевых генераторов вносит температурная нестабильность, определяемая воздействием температуры на резонатор [13] и, в меньшей степени, на другие элементы схемы генератора. В связи с этим практикуют следующие основные способы повышения стабильности рабочей частоты КГ:

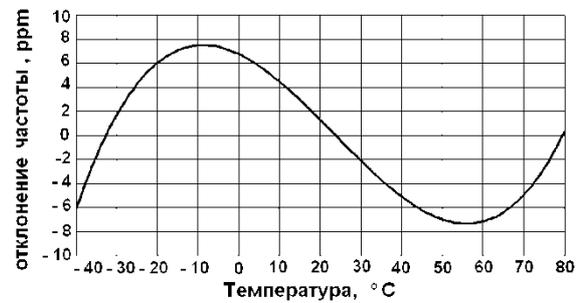
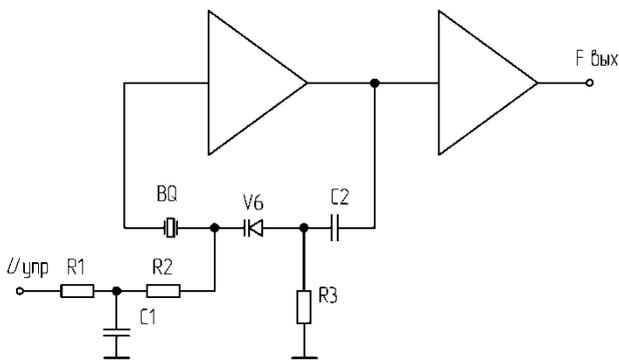
- применение среза кварцевого пьезоэлемента в резонаторе с низкой чувствительностью возбуждаемых колебаний к температуре;
- использование управляемых генераторов для оперативной подстройки рабочей частоты;
- применение температурной компенсации (термокомпенсация);
- применение стабилизации температуры резонатора и термочувствительных элементов схемы генератора (термостатирование).

На рис. 2.11 приведены примеры КГ [6], в которых использованы перечисленные способы повышения температурной стабильности частоты, с примерами графиков относительного отклонения частоты колебаний от изменения температуры. Для обозначения величин относительного отклонения частоты $\Delta f/f$ широко используют единицы ppm (количество частей на миллион), $1\text{ppm} = 1 \cdot 10^{-6}$.

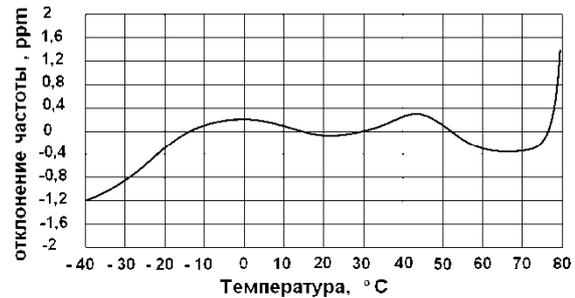
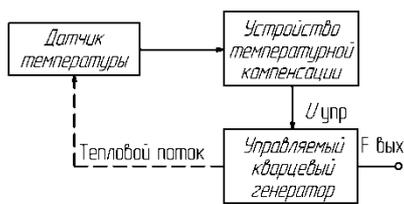
Наилучшие результаты можно получить способом термостатирования и двойного термостатирования (отклонения частоты не более $\pm 1 \cdot 10^{-11}$). Принцип термостатирования заключается в защите резонатора и схемы КГ от влияния изменений внешней температуры и стабилизации температуры внутри корпуса КГ регулированием теплового потока. Температура стабилизации (термостатирования) в подавляющем большинстве случаев достигается нагревом до температуры выше верхней границы рабочего диапазона окружающих температур. Однако применение терморегулятора и корпусных деталей термостата увеличивает габариты, массу КГ и мощность, потребляемую от источников питания. Кроме того, нагрев до необходимой температуры (обычно точка экстремума на ТЧХ резонатора) требует времени, что уменьшает быстродействие выхода на рабочую частоту КГ.

Выбираемая температура стабилизации T_C зависит от верхней границы температурного диапазона эксплуатации T_B , от минимального количества тепла, выделяемого в работающем генераторе и повышающего его собственную температуру над температурой окружающей среды T_{CP} . Источниками тепла внутри генератора являются любые электрические цепи

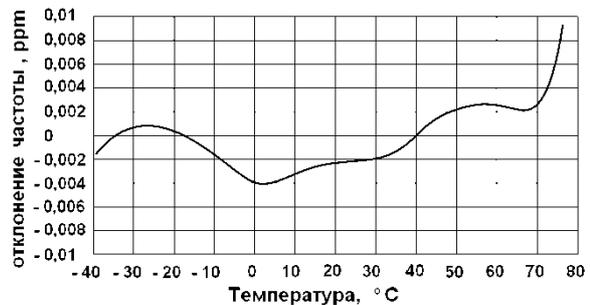
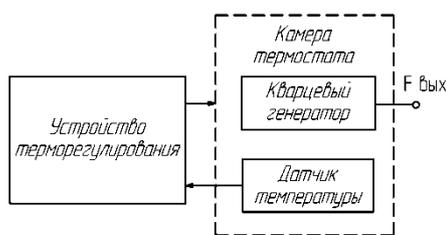
с активными сопротивлениями, в которых протекает ток. Превышение температуры ΔT_G в генераторе над T_{CP} в результате влияния этих источников зависит от теплового сопротивления между источниками и окружающей средой. А время установления температуры зависит от теплоёмкости. Теплоёмкость и тепловые сопротивления зависят от конструкции и материалов генератора, соответственно зависит и величина ΔT_G , которая для различных конструкций термостатированных генераторов может составлять примерно от 4 до 10 °С. Поэтому температуру стабилизации выбирают из условия $T_C \geq T_B + \Delta T_G$. По выбранному значению T_C выбирают угол среза резонатора, у которого экстремум ГЧХ лежит в области, близкой к T_C (или равной ей). В районе экстремума ГЧХ температурный коэффициент изменения частоты минимален.



Управляемый кварцевый генератор КГ (VCXO)



Термокомпенсированный кварцевый генератор ТККГ (ТСХО)



Термостатированный кварцевый генератор ТСКГ (ОСХО)

Рис. 2.11. Примеры повышения стабильности частоты КГ

Термокомпенсация частоты КГ основана на формировании управляющего воздействия на схему, обеспечивающего удержание значения частоты выходного сигнала в заданных пределах во всём рабочем диапазоне температур. Величина управляющего воздействия на частоту генератора зависит от его температурно-частотной характеристики (ТЧХ) и противоположна по знаку тепловому воздействию на частоту КГ. ТЧХ генератора в основном повторяет форму ТЧХ кварцевого резонатора. Вид ТЧХ зависит от среза применяемого резонатора. Наиболее часто применяются резонаторы с формой ТЧХ в виде кубической и квадратичной парабол. При осуществлении термокомпенсации генератора производится управление его частотой в пределах, определяемых максимальным и минимальным значениями частоты на ТЧХ резонатора в рабочем диапазоне температур.

Среди способов формирования управляющего воздействия можно выделить два основных направления: дискретное и аналоговое. В первом случае применяют термозависимые переключения элементов, входящих в генератор компенсирующей функции, причем свойства самих переключаемых элементов от температуры не зависят или незначительно зависят [14]. Яркой формой дискретного способа формирования компенсирующей функции являются цифровые устройства компенсации, когда, например, аналоговый сигнал, несущий информацию о температуре, подвергается дискретизации и квантованию, а управляющее воздействие может быть сформировано с помощью ЦАП [14]. Пример одного из вариантов реализации схемы с цифровой температурной компенсацией приведён на рис. 2.12.

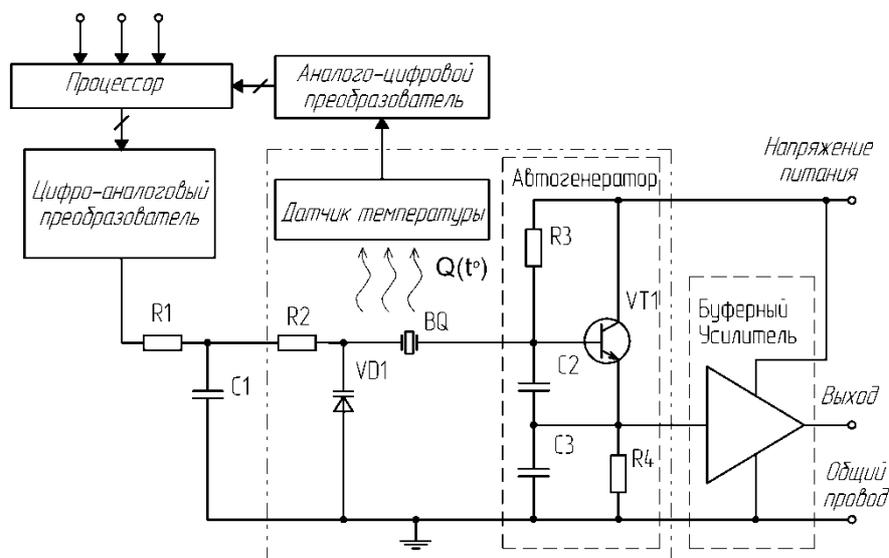


Рис. 2.12. Функциональная схема КГ с цифровой температурной компенсацией

Во втором случае (аналоговый способ) формирование управляющего воздействия происходит при непрерывном преобразовании величины изменения температуры. В основе аналогового функционального преобразования лежит зависимость физических свойств входящих в него элементов, например, значений ёмкости, сопротивления, падения напряжения и т. п. от температуры.

Существуют комбинированные способы термокомпенсации, когда, например, рабочий диапазон температур разбивается на несколько поддиапазонов. Для каждого поддиапазона создаются отдельные устройства температурной компенсации частоты. В каждом из устройств компенсирующее воздействие формируется аналоговым способом через зависимость параметров входящих в него элементов от температуры. При изменении температуры с переходом границы поддиапазонов осуществляются термозависимые переключения устройств. К комбинированным или гибридным способам компенсации относится вариант, когда грубая компенсация осуществляется аналоговым методом, а точная – цифровым.

Для аналоговой температурной компенсации КГ широко используются термозависимые изменения реактивных сопротивлений цепей, построенных с использованием конденсаторов и терморезисторов (XR-цепи), подключаемых к кварцевому резонатору, используются термозависимые потенциометры (ТЗП) с управляемой ёмкостью на варикапе, включенной последовательно с резонатором [22], а также комбинация указанных способов.

Аналоговые способы термокомпенсации при помощи XR-цепей и ТЗП подробно рассмотрены Г. Б. Альтшуллером в [13, 14, 22]. На рис. 2.13 показаны примеры XR-цепей, применяемых для температурной компенсации резонаторов с ТЧХ, имеющих форму параболы с двумя (рис. 2.13, а) и одним (рис. 2.13, б) экстремумами, а также показан один из вариантов ТЗП для температурной компенсации резонатора с нелинейной ТЧХ, имеющей два экстремума (рис. 2.13, в). Свободный вывод резонатора ВQ подключают по переменному току к базе транзистора в схеме ёмкостной трёхточки. Вся подключаемая к схеме генератора электрическая цепь, включая резонатор ВQ с варикапом V1, должна иметь индуктивную реакцию на рабочей частоте генератора.

Новым аналоговым способом компенсации является применение сложных функциональных аналоговых вычислительных устройств (АВУ), осуществляющих преобразование сигнала датчика температуры в компен-

сирующее воздействие на кварцевый генератор. АВУ могут применяться в виде отдельного электронного компонента с необходимыми входами управления для осуществления настройки функции температурной компенсации (интегральная схема специального назначения).

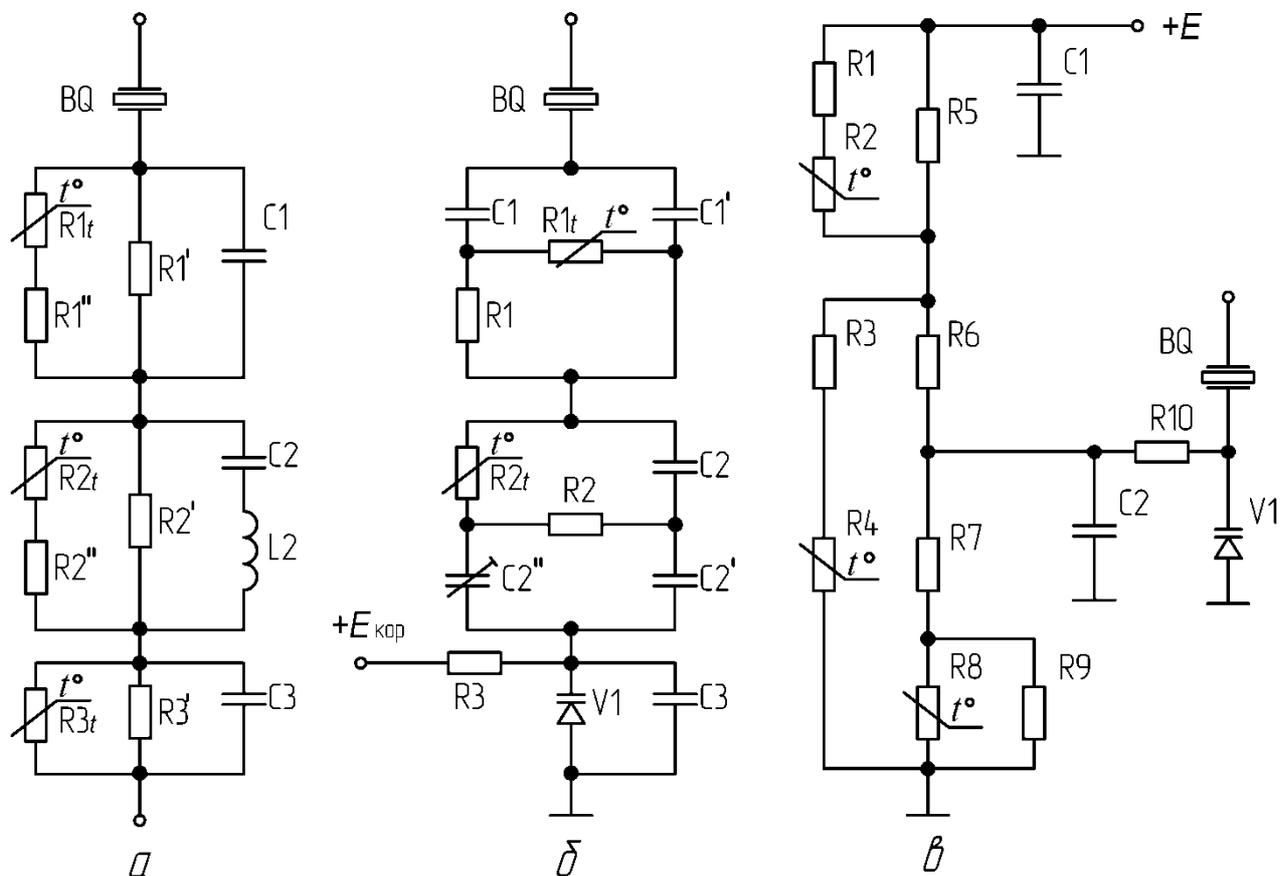


Рис. 2.13. Примеры термокомпенсирующих устройств:
 а, б – XR-цепи; в – термозависимый потенциометр

Основная функция АВУ – формирование выходного изменяющегося напряжения, связанного с изменением сигнала от датчика температуры через степенной полином, соответствующий нелинейности ТЧХ резонатора.

2.4. УПРАВЛЯЕМЫЙ КВАРЦЕВЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР

Приведённый расчёт в данном разделе относится к резонансной цепи, включаемой между выводами базы и коллектора по переменному току для схемы ёмкостной трёхточки КГ. Расчёт резонансной цепи кварцевого генератора следует начинать с выбора оптимального среза кварцевого резонатора для заданного интервала рабочих температур. Анализ приведённых в источниках [2, 14, 22] графиков температурно-частотных характеристик

(ТЧХ) резонаторов показал, что наиболее подходящим для диапазона рабочих температур $-40\dots+70$ °С является АТ-срез с углом между плоскостью среза и оптической осью Z кристалла кварца, равным $\theta = 35^\circ 04'$. Максимальное относительное отклонение частоты последовательного резонанса в указанном диапазоне температур для этого угла составляет не более $\pm 8 \cdot 10^{-6} = \pm 8$ ppm. На рис. 2.14 показан расчётный график ТЧХ для АТ-среза для угла $\theta = 35^\circ 04'$ ($\Delta\theta = 4$). Расчётный график ТЧХ представляет, по сути, идеальную характеристику для данного среза.

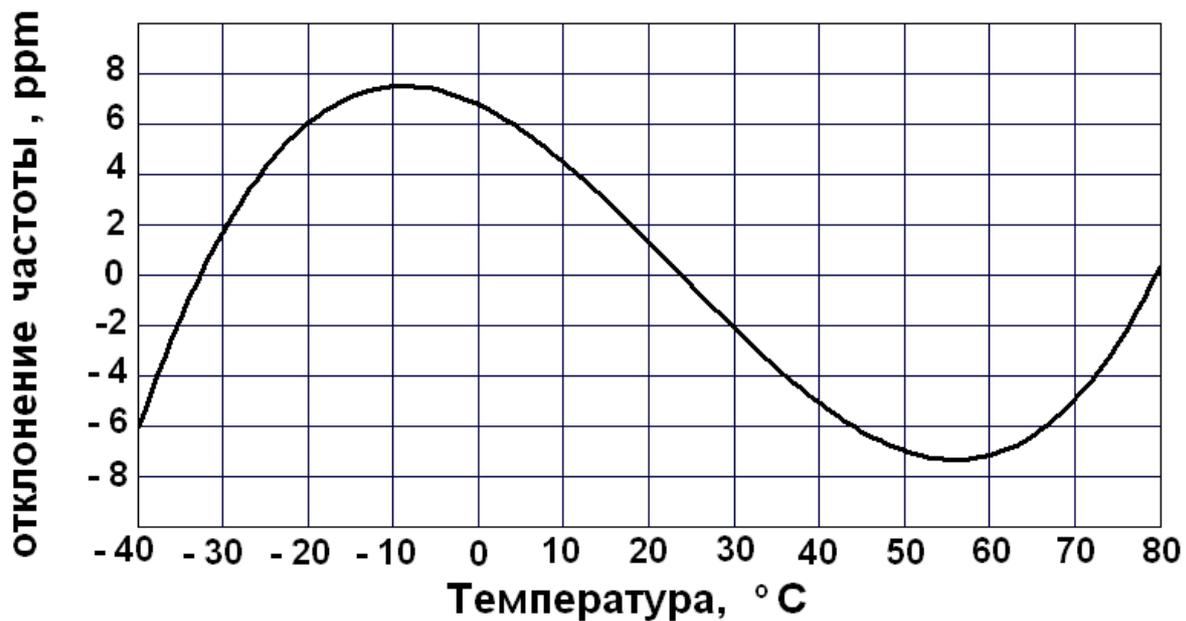


Рис. 2.14. Расчётная зависимость относительного отклонения частоты резонатора АТ-среза с углом $\theta = 35^\circ 04'$ от температуры

График получен аппроксимацией ТЧХ степенным рядом третьего порядка:

$$\delta_f(T) = \frac{\Delta f(T)}{f_1} = a_{0\theta}(T - T_0) + b_{0\theta}(T - T_0)^2 + c_{0\theta}(T - T_0)^3, \quad (2.66)$$

где $\delta f(T)$ – относительное отклонение частоты в зависимости от температуры;

T_0 – начальная температура;

f_1 – частота последовательного резонанса кварцевого резонатора при температуре T_0 ;

$a_{0\theta}, b_{0\theta}, c_{0\theta}$ – температурные коэффициенты 1, 2, и 3-го порядка соответственно.

Значения коэффициентов $a_{0\theta}$, $b_{0\theta}$, $c_{0\theta}$ зависят от вида колебания в кварцевой пластине, её ориентации (отклонения $\Delta\theta$ в минутах от угла среза $\theta = 35^\circ$), от значения T_0 (25°C) и рассчитаны по данным источника [13]:

$$\begin{aligned} a_{0\theta} &= a_{00} + k_a \cdot \Delta\theta \\ b_{0\theta} &= b_{00} + k_b \cdot \Delta\theta \\ c_{0\theta} &= c_{00} + k_c \cdot \Delta\theta \end{aligned} \quad (2.67)$$

Таблица 2.6

Значения температурных коэффициентов резонатора АТ-среза [13]

Коэффициент	Значение	Размерность
A_{00}	0	$10^{-6}/^\circ\text{C}$
b_{00}	0,4	$10^{-9}/^\circ\text{C}^2$
c_{00}	109,5	$10^{-12}/^\circ\text{C}^3$
k_a	-0,086	$10^{-6}/^\circ\text{C}$
k_b	-0,0785	$10^{-9}/^\circ\text{C}^2$
k_c	-0,0334	$10^{-12}/^\circ\text{C}^3$

2.4.1. Расчёт управляющей ёмкости

В современных кварцевых генераторах основным управляющим частотой элементом являются варикапы – электронно-перестраиваемые ёмкости. Схема управляющей ёмкости помимо варикапов может содержать другие реактивные элементы и резисторы для подачи напряжения управления и напряжения смещения. Включение дополнительных конденсаторов последовательно, параллельно электронно-перестраиваемой ёмкости необходимо для получения заданного диапазона перестройки управляющей ёмкости и крутизны управляющей характеристики. Подключение управляющей ёмкости последовательно с резонатором приводит к изменению частоты f_1 (см. выражения (1.6), (1.17)) последовательного резонанса со сдвигом вверх [2]:

$$f_{1\Delta} = f_1 + \Delta F = f_1 \sqrt{1 + \frac{C_{1\text{KB}}}{C_{0\text{KB}} + C_{\text{У}}}}, \quad (2.68)$$

где ΔF – сдвиг частоты от подключения управляющей ёмкости $C_{\text{УПР}}$.

Значение управляющей (нагрузочной) ёмкости производители резонаторов рекомендуют брать из ряда 8, 10, 12, 15, 20, 30, 50, 100 пФ [25]. Для резонатора с $f_1 = 19992,485$ кГц с динамической ёмкостью $C_1 = 18,28 \cdot 10^{-3}$ пФ и статической ёмкостью $C_0 = 4,31$ пФ новое значение

частоты последовательного резонанса $f_{1\Delta}$ будет равняться 20 000 000 Гц при применении $C_y = 20$ пФ. Если управляющая ёмкость вводится в схему для термокомпенсации, то изменение ёмкости $C_{yПР}$ под воздействием управляющего напряжения должно приводить к изменению частоты генератора на величины, достаточные для компенсации уходов частоты резонатора от воздействия температуры. Следовательно, изменение $C_y \pm \Delta C_y$ должно изменять частоту не менее чем на ± 8 ppm для резонатора АТ-среза с углом $\theta = 35^\circ 04'$ (см. рис. 2.14), с рабочим диапазоном температур $-40 \dots +70$ °С. Учитывая долговременные уходы частоты и необходимость их коррекции, а также необходимость подстройки частоты к номинальному значению, можно сделать запас по перестройке, например от 1,5 до 2 раз. Но излишний запас может привести к излишнему увеличению нестабильности частоты из-за влияния шумов и помех в цепи с высокой крутизной управления. Рассчитаем верхнее и нижнее значение C_y для перестройки $\delta = \pm 14 \cdot 10^{-6}$ по формуле, полученной из выражения (2.68):

$$C_y^\pm = \frac{C1_{KB}}{\left(\frac{f_{1\Delta} \pm \Delta F_C}{f_1}\right)^2 - 1} - C0_{KB}, \quad (2.69)$$

где ΔF_C – абсолютное значение отклонения частоты от изменения управляющей ёмкости, соответствующее относительному отклонению ± 14 ppm.

$$\Delta F_c = \pm f_{1\Delta} \cdot \delta \cong \pm f_1 \cdot \delta = \pm 19992485 \cdot 14 \cdot 10^{-6} \cong \pm 280 \text{ Гц}$$

Подставляя полученные значения ΔF_C в (2.69), получим следующие необходимые границы изменения управляющей ёмкости: 19,12...20,94 пФ. В верности полученных значений можно убедиться: подставив в (2.68) $C_y = 20,94$ пФ, получим 19 999 720,5 Гц, подставив $C_y = 19,12$ пФ, получим соответственно 20 000 282,5 Гц. Зависимость управляющей ёмкости от изменения температуры кварцевого резонатора при поддержании постоянного значения выбранной частоты генерации $f_{1\Delta}$ можно выразить следующей формулой:

$$C_y = \frac{C1_{KB}(T)}{\left(\frac{f_{1\Delta}}{f_1 \cdot (1 + \delta_f(T))}\right)^2 - 1} - C0_{KB}(T), \quad (2.70)$$

где $\delta f(T)$ – зависимость, выражаемая уравнением (2.66).

$C1_{\text{КВ}}(T)$ и $C0_{\text{КВ}}(T)$ можно рассчитать по данным температурных коэффициентов, взятых из справочника [2, стр. 66–67]. Для вакуумированных резонаторов зависимость $C0$ от температуры линейна и температурный коэффициент равен $5 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$. Температурная зависимость динамической ёмкости для большинства случаев достаточно точно описывается выражением с членом во второй степени:

$$C0_{\text{КВ}}(T) = C0_{\text{КВ}} \cdot (1 + 5 \cdot 10^{-5} (T - 20)), \quad (2.71)$$

$$C1_{\text{КВ}}(T) = C1_{\text{КВ}} \cdot (1 + K_{\text{СТ1}}(T - T_0) + K_{\text{СТ2}}(T - T_0)^2),$$

где $C1_{\text{КВ}}$ – значение динамической ёмкости при температуре T_0 .

Температурные коэффициенты для кварцевых резонаторов АТ-среза зависят от конструкции пьезоэлемента [2]:

$$K_{\text{СТ1}} = (1,3 \dots 2,4) \cdot 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}, \quad K_{\text{СТ2}} = (1 \dots 2) \cdot 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}.$$

Для учебных заданий в качестве значений коэффициентов можно взять среднеарифметические величины от указанных границ.

График изменения ёмкости C_y для температурной компенсации, соответствующий графику ТЧХ, изображённому на рис. 2.14, рассчитанный через выражение (2.70), показан на рис. 2.15.

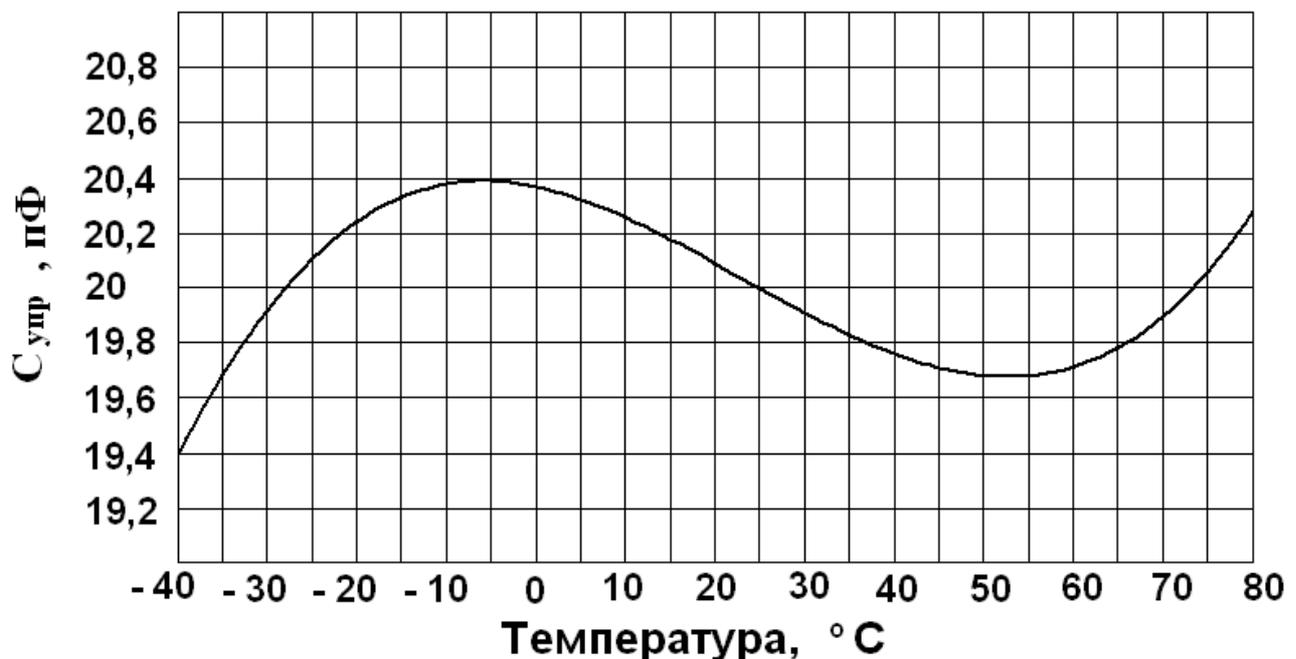


Рис. 2.15. График изменения управляющей ёмкости $C_{\text{упр}}$ в зависимости от температуры резонатора

Значение управляющей ёмкости (нагрузочной для резонатора) зависит не только от элементов, входящих непосредственно в схему управляющей ёмкости, но и от реактивностей в схеме автогенератора. На частотах ниже 20 МГц ёмкости конденсаторов, применяемых в автогенераторе, собранном по схеме ёмкостной трёхточки, часто значительно больше управляющей ёмкости и оказывают меньшее влияние на смещение рабочей частоты кварцевого генератора. Ниже показан расчёт автогенератора и схемы управляющей ёмкости без учёта этого влияния. Как учесть при необходимости (рабочая частота выше 20 МГц) влияние ёмкостной нагрузки схемы автогенератора, будет показано отдельно.

Схема управляющей ёмкости приведена на рис. 2.16. На схему подаётся напряжение управления U_y и напряжение смещения $U_{кор}$ для выполнения коррекции от долговременных уходов частоты.

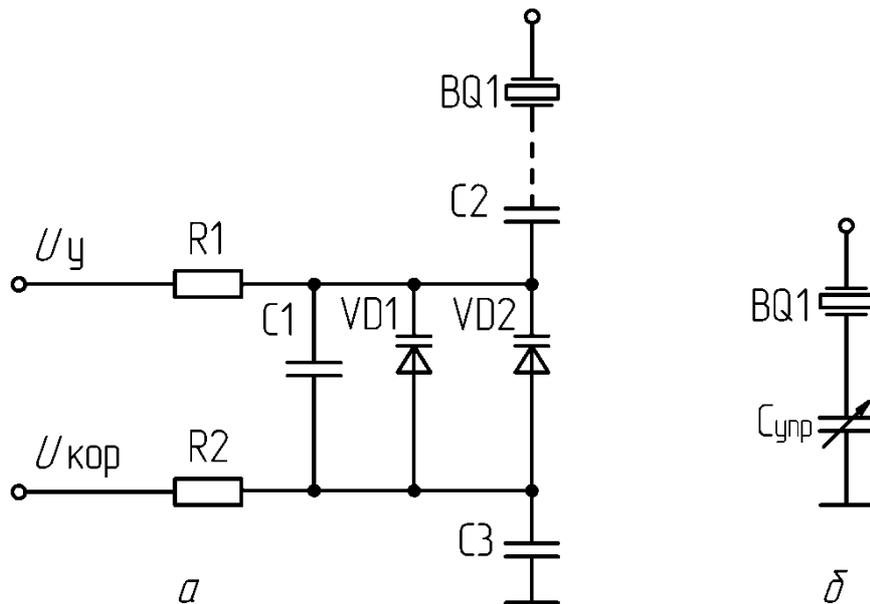


Рис. 2.16. Управляющая ёмкость C_y :

a – схема подключения к резонатору ВQ управляющей ёмкости с подачей управляющего напряжения U_y и напряжения коррекции $U_{кор}$; *б* – эквивалентная схема

Конденсаторы $C1$ и $C2$ в схеме предназначены для регулировки необходимого диапазона изменения управляющей ёмкости, подстройки номинального значения частоты генератора, а также для уменьшения чувствительности цепей управления и коррекции. Последнее необходимо для уменьшения паразитной частотной модуляции шумами и помехами, возникающими в цепях управления и коррекции. Применение конденсаторов $C1$, $C2$ и блокировочного конденсатора большой ёмкости $C3$ уменьшает спектральную плотность мощности фазовых шумов на выходе генератора.

Применение двух параллельно включённых варикапов, помимо увеличения соответствующей ёмкости $C_{VD1} + C_{VD2} = 2C_{\text{ВАР}}$, уменьшает сопротивление потерь (последовательное сопротивление варикапа на высокой частоте r_γ) в резонансной цепи для поддержания высокой добротности колебательной системы.

Ёмкость варикапа изменяется в зависимости от приложенного напряжения по закону:

$$C_{\text{ВАР}} = C_{\text{ВАР0}} \cdot \left[\frac{\varphi_p + U_0}{\varphi_p + E_{\text{УПР}}} \right]^\gamma, \quad (2.72)$$

где $C_{\text{ВАР0}}$ – значение ёмкости варикапа при напряжении, приложенном к его выводам, равном U_0 :

$$U_0 = U_{y0} - U_{\text{КОР}}; \quad (2.73)$$

φ_p – контактная разность потенциалов;

γ – коэффициент нелинейности вольт-фарадной характеристики (ВФХ) варикапа;

$E_{\text{УПР}}$ – напряжение управления на выводах варикапа:

$$E_{\text{УПР}} = U_y - U_{\text{КОР}}. \quad (2.74)$$

Следует отметить, что выражение (2.72) описывает закон изменения ёмкости варикапа с достаточной точностью при величине $E_{\text{УПР}}$, близкой по значению к U_0 .

Общая управляющая ёмкость C_y для схемы на рис. 2.16, при условии что ёмкость блокировочного конденсатора $C3$ в 100...1 000 раз больше суммы $C1 + C_{VD1} + C_{VD2}$, равна:

$$C_y = \frac{C2 \cdot (C1 + C_{VD1} + C_{VD2})}{C2 + C1 + C_{VD1} + C_{VD2}}.$$

Если считать ёмкости варикапов VD1 и VD2 равными $C_{\text{ВАР}}$, то:

$$C_y = \frac{C2 \cdot (C1 + 2C_{\text{ВАР}})}{C2 + C1 + 2C_{\text{ВАР}}}. \quad (2.75)$$

Для компенсации температурных уходов частоты кварцевого генератора общая управляющая ёмкость должна контролироваться, так чтобы её величина при каждом значении температуры равнялась величине C_y (2.70), как показано на рис. 2.15. При использовании варикапов ВВУ57-02 с вольт-

фарадной характеристикой, описываемой производителем таблично, ёмкостью $C1$, равной 36 пФ, ёмкостью $C2$, равной 33 пФ, начальным напряжением коррекции $U_{КОР}$, равным 0,8 В, управляющая ёмкость C_y , рассчитанная по (2.72)–(2.75), будет меняться в соответствии с табл. 2.7.

Таблица 2.7

Изменение управляющей ёмкости C_y в зависимости от напряжения U_y

Напряжение управления U_y , В	Напряжение управления на выводах варикапа $E_{УПР}$, В	Ёмкость варикапа $C_{ВАР}$, пФ	Управляющая ёмкость C_y , пФ
4,8	4	4,7	19,1
3,8	3	7	19,88
3,3	2,5	9,35	20,58
1,8	1	17,5	22,53

Из таблицы видно, что при изменении управляющего напряжения U_y от 3,3 до 4,8 В получаемое изменение величины управляющей ёмкости перекрывает требуемое изменение C_y 19,4...20,4 пФ (см. рис. 2.15). При изменении U_y от 1,8 до 4,8 В получаемое изменение величины управляющей ёмкости перекрывает с большим запасом требуемый диапазон изменения C_y 19,12...20,94 пФ, рассчитанный по (2.69). Следовательно, необходимый диапазон управляющего напряжения составляет примерно 3,3...4,8 В.

При необходимости получить расчётный график зависимости компенсирующего напряжения управления от температуры $U_y(T)$ следует выразить из (2.75) ёмкость $C_{ВАР}$, воспользоваться уравнением (2.72) и подставить вместо C_y выражение (2.70). Выразив из полученного таким образом выражения $E_{УПР}$ и прибавив к нему значение $U_{КОР}$, учитывая (2.74), получим искомую зависимость $U_y(T)$.

2.4.2. Анализ схемы управляемого кварцевого автогенератора

Кварцевый автогенератор, построенный по схеме ёмкостной трёхточки, позволяет получить большую по сравнению с индуктивной трёхточкой стабильность частоты благодаря более высокой добротности конденсаторов относительно катушек индуктивности и лучшей фильтрации высших гармонических составляющих тока активного элемента. Рассмотрим схему управляемого кварцевого автогенератора (рис. 2.17), подобную схеме, изображённой на рис. 2.7.

Четырёхполюсник, выделенный на рис. 2.17, б, обеспечивает сдвиг по фазе на 180° . Выходную ёмкость транзистора можно включить во внешнюю ёмкость связи трёхточечной схемы генератора $C_{ЭК}$, а входную ёмкость транзистора – во вторую ёмкость связи ёмкостной трёхточки $C_{БЭ}$. Резистор $R3$ и сопротивление $R_d = (R1 \cdot R2)/(R1+R2)$ являются активными сопротивлениями.

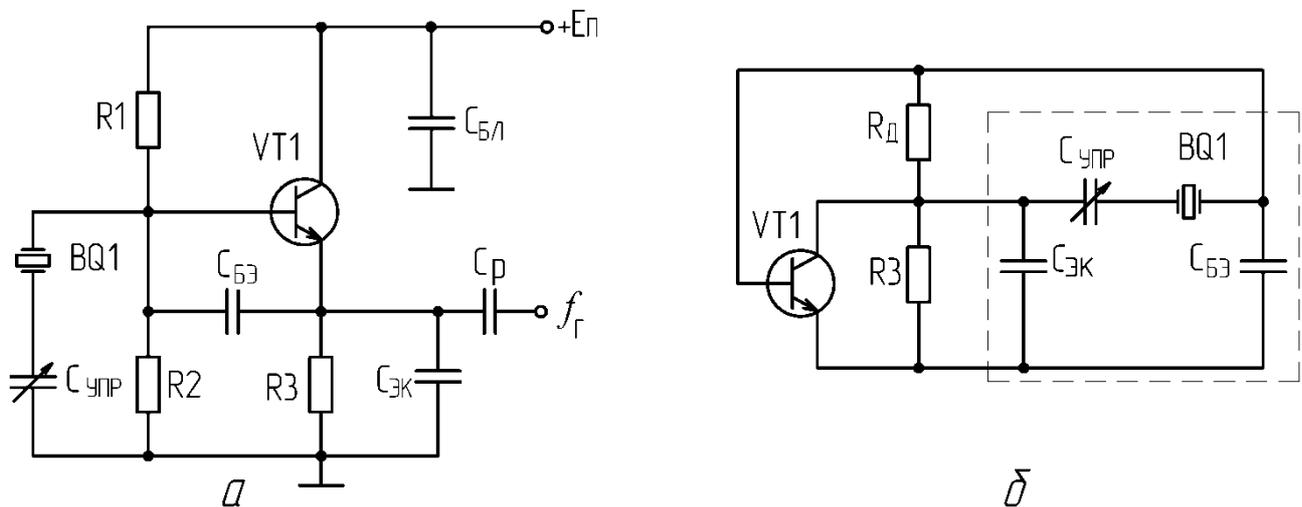


Рис. 2.17. Ёмкостная трёхточечная схема управляемого кварцевого автогенератора (а) и его эквивалентная схема по переменному току (б)

Подставив вместо резонатора его эквивалентную схему (см. рис. 1.11, а) и опуская из рассмотрения активные сопротивления резисторов, приведём схему управляемого кварцевого генератора к виду, показанному на рис. 2.18.

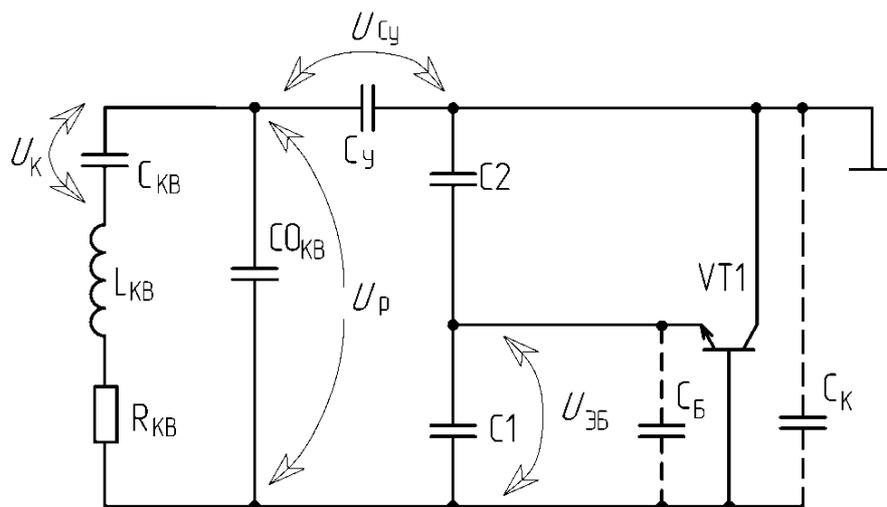


Рис. 2.18. Эквивалентная ёмкостная трёхточечная схема КГ

Согласно приведённой схеме рабочая частота колебательной системы автогенератора будет определяться не только собственными параметрами

резонатора, но и ёмкостями связи C_1 , C_2 , управляющей ёмкостью C_y , ёмкостями транзистора C_B и C_K . Методика дальнейшего расчёта в данном разделе основана на теоретических положениях, излагаемых в [10,11]. Элементы C_{KB} , L_{KB} , R_{KB} – динамические параметры эквивалентной схемы кварцевого резонатора; C_{0KB} – статическая ёмкость кварцевого резонатора (C_0); C_y – управляющая ёмкость (эквивалентная ёмкость реактивной части цепи управления, которая зависит от реактивных элементов цепи управления: варикапов, индуктивностей и конденсаторов); C_2 , C_3 – ёмкости конденсаторов трёхточечной схемы автогенератора; C_B , C_K – ёмкости, определяемые в основном ёмкостями полупроводниковых переходов транзистора VT1. Коллектор транзистора замкнут по переменному току на общую точку.

Для расчёта генератора в качестве одной из исходных величин необходимо брать рекомендованную производителем мощность рассеивания P_{KB} на кварцевом резонаторе. Мощность, рассеиваемая в кварцевом резонаторе, выражается [11]:

$$P_{KB} = I_{KB}^2 \cdot R_{KB}, \quad (2.76)$$

где I_{KB} – ток, текущий через резонатор при последовательном резонансе.

Динамическое сопротивление эквивалентной схемы кварцевого резонатора можно выразить через добротность резонатора Q_{KB} , круговую частоту последовательного резонанса ω_1 и динамическую ёмкость C_{KB} :

$$R_{KB} = \frac{1}{(\omega_1 \cdot C_{KB} \cdot Q_{KB})}. \quad (2.77)$$

Управляющее напряжение возбуждения $U_{ЭБ}$ связано с напряжением на кварцевом резонаторе U_p следующим соотношением (см. рис. 2.18):

$$\frac{U_{ЭБ}}{U_p} = \frac{X_{C1}}{X_{C1} + X_{C2} + X_{Cv}}, \quad (2.78)$$

где X_{C2} – реактивное сопротивление конденсатора C_2 ;

X_{C1} – общее реактивное сопротивление конденсатора C_1 и ёмкости C_B .

Амплитуда управляющего напряжения возбуждения $U_{mБ}$ (2.59):

$$U_{mБ} = U_{ЭБ} \cdot \sqrt{2} \approx \frac{U_T}{\gamma_0(\theta)}.$$

Из уравнения (2.78) можно выразить напряжение на резонаторе U_P :

$$U_P = U_{ЭБ} \frac{K_{OC} + 1 + C2/C_Y}{K_{OC}} = U_T \cdot \frac{K_{OC} + 1 + C2/C_Y}{\sqrt{2} \cdot \gamma_0(\theta) K_{OC}}, \quad (2.79)$$

где коэффициент обратной связи автогенератора равен:

$$K_{OC} = \frac{X_{C1}}{X_{C2}} = \frac{C2}{C1 + C_B}. \quad (2.80)$$

Ёмкость автогенераторной схемы (рис. 2.18):

$$C_{AG} = \frac{C2 \cdot (C1 + C_B)}{C2 + C1 + C_B} + C_K = \frac{C2}{K_{OC} + 1} + C_K. \quad (2.81)$$

Общая ёмкость, подключённая параллельно динамической ветви резонатора:

$$C_{\Sigma} = \frac{C_Y \cdot C_{AG}}{C_Y + C_{AG}} + C_0. \quad (2.82)$$

Напряжение на динамической ёмкости U_K связано с напряжением на резонаторе U_P через коэффициент связи p :

$$U_K = U_P / p. \quad (2.83)$$

Коэффициент связи резонатора со схемой автогенератора p выражается соотношением:

$$p = C_{KB} / C_{\Sigma}. \quad (2.84)$$

Ток в динамической ветви резонатора представим через отношение реактивного сопротивления эквивалентной динамической ёмкости $1/(2 \cdot \pi \cdot f_1 C_{KB})$ и напряжения на ней U_K :

$$I_{KB} = U_K \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot C_{KB}. \quad (2.85)$$

Возвращаясь к (2.76), используя выражения (2.79), (2.85) и допуская небольшую погрешность, заменяя значение частоты последовательного резонанса f_1 на рабочую частоту генератора f_{Γ} , получим:

$$P_{KB} = I_{KB}^2 \cdot R_{KB} = \frac{1}{2} \cdot R_{KB} \cdot \left(\frac{U_T \cdot 2\pi \cdot f_{\Gamma} \cdot C_{KB}}{\gamma_0(\theta)} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{K_{OC} + 1 + C2/C_Y}{K_{OC}} \right)^2. \quad (2.86)$$

С учётом (2.81), (2.83), (2.84) для коэффициента связи p выражение (2.86) приведём к виду:

$$P_{\text{КВ}} = \frac{1}{2} \cdot R_{\text{КВ}} \cdot \left(\frac{U_{\text{T}} \cdot 2\pi \cdot f_{\Gamma}}{\gamma_0(\theta)} \cdot \frac{(K_{\text{OC}} + 1 + C2/C_{\text{Y}})}{K_{\text{OC}}} \cdot \left(\frac{C_{\text{Y}} \cdot (C2/(1 + K_{\text{OC}}) + C_{\text{K}})}{C_{\text{Y}} + C2/(1 + K_{\text{OC}}) + C_{\text{K}}} + C0 \right) \right)^2. \quad (2.87)$$

Решение уравнения (2.87) лучше анализировать в графическом виде. Графики зависимости мощности рассеивания $P_{\text{КВ}}$ от различных параметров, входящих в выражение (2.87), показаны на рис. 2.19–2.22.

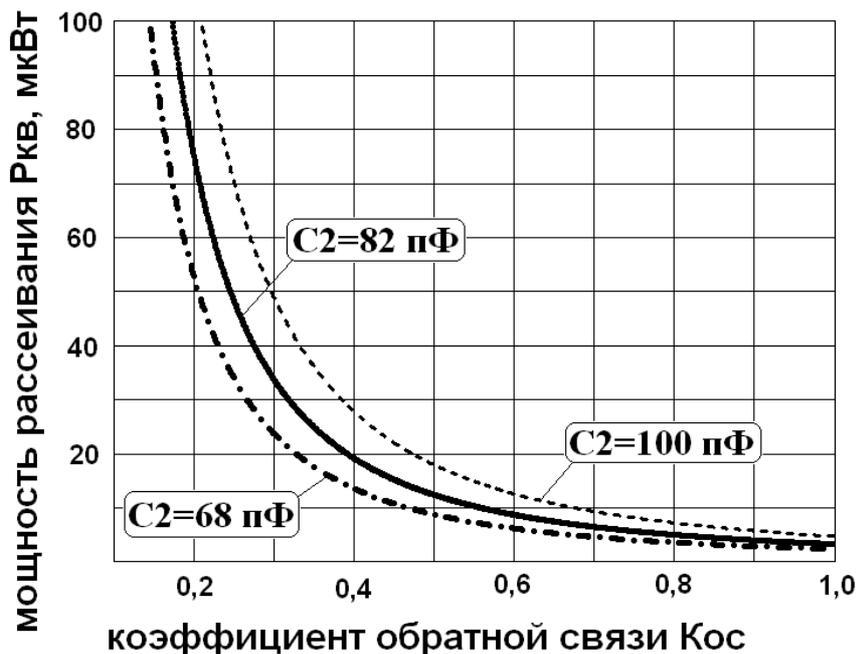


Рис. 2.19. Графики зависимости мощности рассеивания $P_{\text{КВ}}$ в кварцевом резонаторе от коэффициента обратной связи K_{OC} для трёх значений ёмкости конденсатора $C2$ схемы кварцевого генератора

Отметим, что приведённые графики справедливы для конкретного резонатора и конкретного значения управляющей ёмкости C_{Y} , хотя характер графиков сохраняется в случае применения кварцевого резонатора и управляющей ёмкости с другими значениями параметров. Анализ сделан при следующих значениях параметров:

- угол отсечки $\theta = 80^\circ$ (коэффициент запаса $K_3 = 2,56$);
- рекомендуемая рассеиваемая мощность в резонаторе $P_{\text{КВ}} = 35,38$ мкВт;
- частота последовательного резонанса $f = 19\,992\,485$ Гц;
- динамическое сопротивление $R_{\text{КВ}} = 2,83$ Ом;
- динамическая ёмкость $C_{\text{КВ}} = 18,28 \cdot 10^{-15}$ Ф;
- добротность резонатора $Q_{\text{КВ}} = 153\,895,2$;

- статическая ёмкость кварцевого резонатора $C_0 = 4,310439 \cdot 10^{-12}$ Ф;
- значение управляющей ёмкости $C_y = 20$ пФ;
- значение ёмкости коллекторного перехода транзистора $C_K \approx 1$ пФ (транзистор BFS540);
- значение ёмкости эмиттерного перехода транзистора $C_B \approx 2$ пФ (транзистор BFS540).

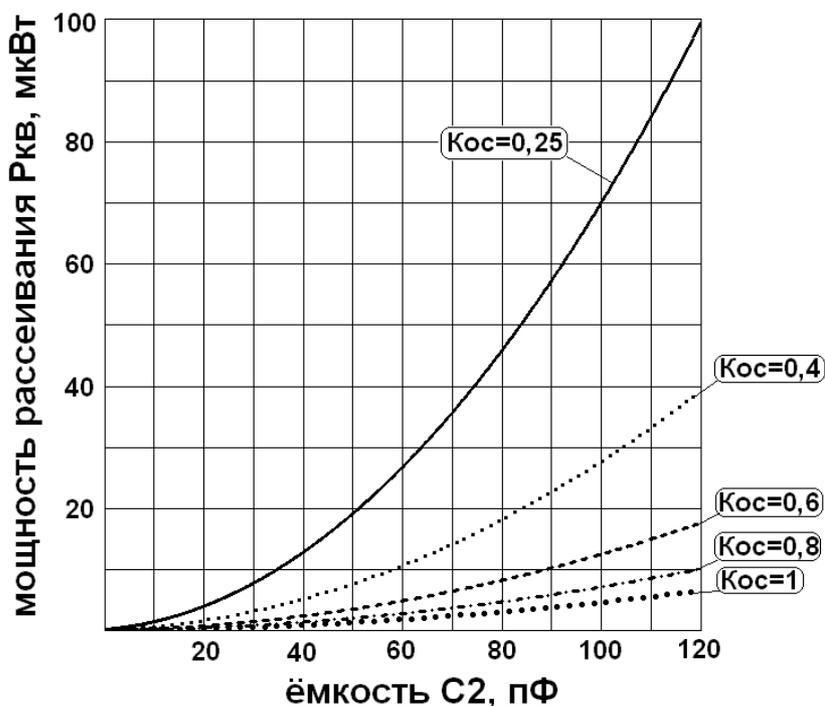


Рис. 2.20. Графики зависимости мощности рассеивания $P_{кв}$ в кварцевом резонаторе от ёмкости конденсатора C_2 схемы кварцевого генератора для пяти значений коэффициента обратной связи $K_{ос}$

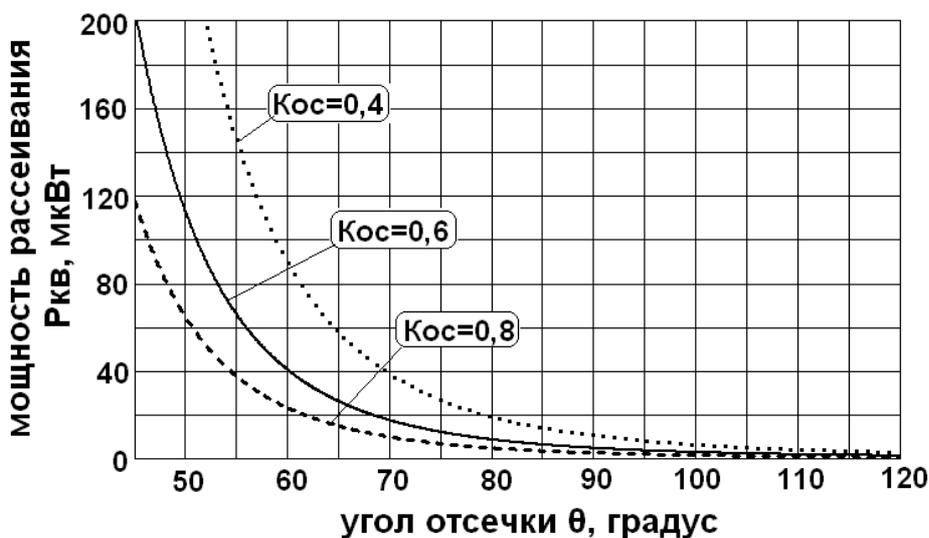


Рис. 2.21. График зависимости мощности рассеивания $P_{кв}$ в кварцевом резонаторе от нижнего угла отсечки θ , при $C_2 = 82$ пФ, $C_y = 20$ пФ

На рис. 2.22 показана зависимость мощности $P_{\text{КВ}}$ от ёмкости управления C_y при $\theta = 80^\circ$, $K_{\text{ОС}} = 0,5 \dots 0,7$ и $C_2 = 82$ пФ.

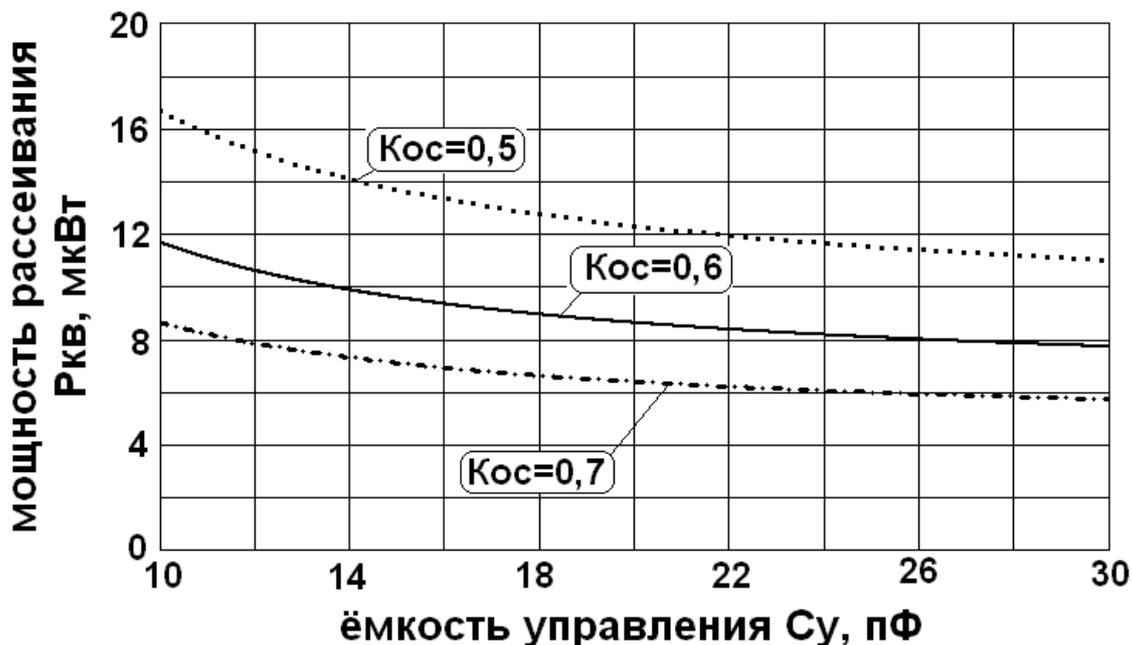


Рис. 2.22. График зависимости мощности рассеивания $P_{\text{КВ}}$ в кварцевом резонаторе от ёмкости управления C_y

Из рисунка видно, что при оптимальных значениях θ и C_2 с $K_{\text{ОС}}$ мощность рассеивания на кварцевом резонаторе мало зависит от управляющей ёмкости C_y при её изменении в нужном для температурной компенсации диапазоне 19,12...20,94 пФ (см. подпункт 2.4.1).

Коэффициент обратной связи $K_{\text{ОС}}$ выбирают равным 0,3...0,8 [14] и до 1 [26]. По данным источника [10] $K_{\text{ОС}} = 0,5 \dots 1$ и для высоких рабочих частот, сравнимых с $f_{\text{ГР}}$ транзистора, оптимальной величиной $K_{\text{ОС}}$ является 0,5. В источнике [23] указано, что в транзисторных автогенераторах можно использовать значение $K_{\text{ОС}}$ вплоть до 3. Анализ графиков на рис. 2.19–2.21 показывает, что выбирать величину коэффициента обратной связи предпочтительно более 0,4. При $K_{\text{ОС}}$ менее 0,4 нелинейно резко возрастает мощность рассеивания на кварцевом резонаторе (см. рис. 2.19). Помимо этого при малых выбранных значениях $K_{\text{ОС}}$ генератор может не возбудиться (см. выражение (2.17)).

С учётом включения управляющей ёмкости последовательно с резонатором суммарное сопротивление потерь ΣR в цепи резонатора должно возрасти в соответствии с (1.19). В первом приближении ΣR равняется динами-

ческому сопротивлению резонатора $R1$, пересчитанному для эквивалентной схемы резонатора с управляющей ёмкостью C_y (см. рис. 2.18) [2, 17]:

$$\Sigma R \approx R1' = R1 \cdot \left(\frac{C0 + C_y}{C_y} \right)^2. \quad (2.88)$$

Тогда выражение (2.63) перепишем в виде:

$$S_0 = R1 \cdot \left(\frac{C0 + C_y}{C_y} \right)^2 \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot C2)^2}{\gamma_1(\theta) \cdot K_{oc}}. \quad (2.89)$$

Ниже в табл. 2.8, 2.9 приведено несколько решений (2.87). Ток I_{K0} найден через (2.64) с учётом (2.89).

Таблица 2.8

Варианты решения уравнения (2.87) для угла $\theta = 80^\circ$ с исходными данными

C_y , пФ	30						20					
f , кГц	10 000						20 000					
R_{KB} , Ом	4,52						2,83					
$C0$, пФ	2,289						4,31					
Q	361 300						154 000					
P_{KB} , мкВт	100	70	50	30	20	10	100	70	50	30	20	10
K_{oc}	0,41	0,49	0,53	0,62	0,76	0,97	0,41	0,49	0,53	0,68	0,7	0,55
$C2$, пФ	360	360	330	300	300	270	200	200	180	180	150	82
I_{K0} , мкА	436	364	283	200	163	104	429	360	270	210	141	54

Таблица 2.9

Варианты решения уравнения (2.87) для угла $\theta = 70^\circ$ с исходными данными

C_y , пФ	30						20					
f , кГц	10 000						20 000					
R_{KB} , Ом	4,52						2,83					
$C0$, пФ	2,289						4,31					
Q	361 300						154 000					
P_{KB} , мкВт	100	70	50	30	20	10	100	70	50	30	20	10
K_{oc}	0,58	0,69	0,75	0,88	1,1	1,4	0,59	0,7	0,75	0,97	1	0,8
$C2$, пФ	360	360	330	300	300	270	200	200	180	180	150	82
I_{K0} , мкА	417	351	271	191	153	97	404	341	258	199	134	50

Из анализа таблиц 2.8 и 2.9 следует, что при уменьшении угла отсечки θ с 80° до 70° (увеличивая коэффициент запаса по возбуждению K_3 с 2,56 до 3,47) для сохранения заданной мощности рассеивания $P_{КВ}$ можно воспользоваться увеличением коэффициента K_{OC} (изменением ёмкости конденсатора $C1$ при неизменном $C2$). При этом цепь смещения для задания I_{K0} можно оставлять без изменений, так как изменение тока I_{K0} в этом случае незначительно.

2.4.3. Частотно-модулированные кварцевые автогенераторы

Для получения частотно-модулированного сигнала непосредственно с помощью кварцевого автогенератора применяют возбуждение кварцевых резонаторов на первом механическом оберitone. Это обусловлено тем, что на первом оберitone можно получить наибольшую величину перестройки кварцевого генератора. Основными особенностями частотных модуляторов на КГ являются дальнейшее умножение частоты для получения требуемой девиации частоты и применение специальных мер, повышающих линейность характеристики управления частотой автогенератора. Одним из эффективных способов повышения линейности частотных модуляторов на КГ является включение параллельно кварцевому резонатору катушки индуктивности [14]. На рис. 2.23 показана схема управляемого генератора, в котором для линейризации характеристики управления включена катушка индуктивности $L1$ [14].

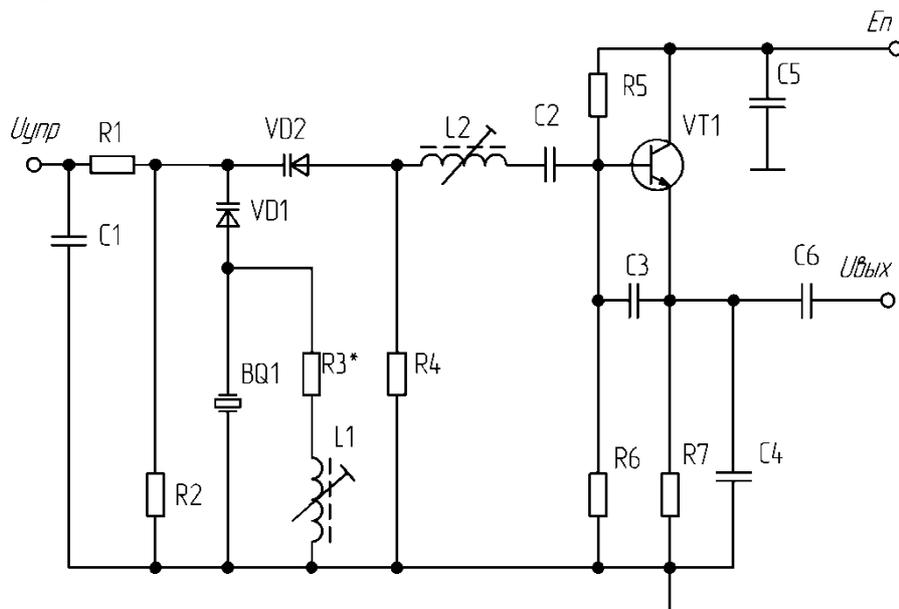


Рис. 2.23. Схема управляемого по частоте КГ с линейризацией характеристики управления включением катушки индуктивности $L1$ параллельно кварцевому резонатору

В частотных модуляторах на генераторах следует учитывать различие влияния постоянной и переменной составляющих напряжения на входе управления. От постоянной составляющей зависит средняя выходная частота генератора (частота в режиме молчания модулятора), а от переменной зависят уровень девиации частоты, индекс модуляции. Расчёт величины дополнительной линеаризующей катушки индуктивности в генераторах, управляемых напряжением с частотной модуляцией, рассмотрен в [14] и [31].

2.5. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ

1. Каковы различия между автогенератором и генератором с внешним возбуждением?
2. Чему должна равняться сумма фазовых сдвигов в петле обратной связи автогенератора по условию баланса фаз?
3. Какие параметры автогенератора входят в выражение условия баланса амплитуд?
4. Величина какого параметра в автогенераторе изменяется до наступления стационарного режима колебаний?
5. Чему равно произведение модулей управляющего сопротивления и средней крутизны, когда устанавливается стационарный режим колебаний?
6. Как связаны между собой средняя крутизна и коэффициент запаса по возбуждению?
7. Чем отличается условие самовозбуждения АГ от условия баланса амплитуд АГ?
8. Между какими выводами транзистора необходимо создать реактивное сопротивление с индуктивной реакцией в схеме ёмкостной трёхточки автогенератора?
9. От отношения каких параметров обобщённой трёхточечной схемы АГ зависит величина коэффициента обратной связи $K_{ос}$?
10. Уменьшение угла отсечки приводит к увеличению или к уменьшению рассеиваемой мощности на КР?
11. Назовите основные способы повышения стабильности частоты КГ.
12. Почему температура стабилизации в КГ с подогревным термостатом выбирается выше верхней границы рабочего диапазона температур? От чего зависит разность между ними?

13. На чём основан принцип действия термокомпенсации в КГ?
14. Перечислите способы температурной компенсации КГ, приведите примеры построения схем термокомпенсирующих устройств.
15. Степенным рядом какого порядка пользуются для описания ТЧХ резонатора АТ-среза?
16. Сдвиг частоты от подключения управляющей ёмкости последовательно к КР приводит к увеличению или к уменьшению значения частоты последовательного резонанса?
17. С увеличением коэффициента обратной связи K_{OC} в КГ рассеиваемая на резонаторе мощность увеличивается или уменьшается?
18. Назовите способ повышения линейности характеристики управления частотой кварцевого автогенератора.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

3.1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Математическое моделирование – представление реального объекта в виде описания математическими выражениями, исследование которых позволяет получать информацию о некоторых свойствах объекта.

3.1.1. Модель кварцевого резонатора

На рис. 3.1 изображены эквивалентные электрические схемы кварцевого резонатора в области рабочей частоты. Опишем математически схему КР для исследования его частотных свойств. Схема состоит из двух параллельных ветвей с динамической Y_D и статической $Y_{СТ}$ проводимостями. Свойства приведённой схемы КР описываются его полным сопротивлением $Z_{КВ}$.

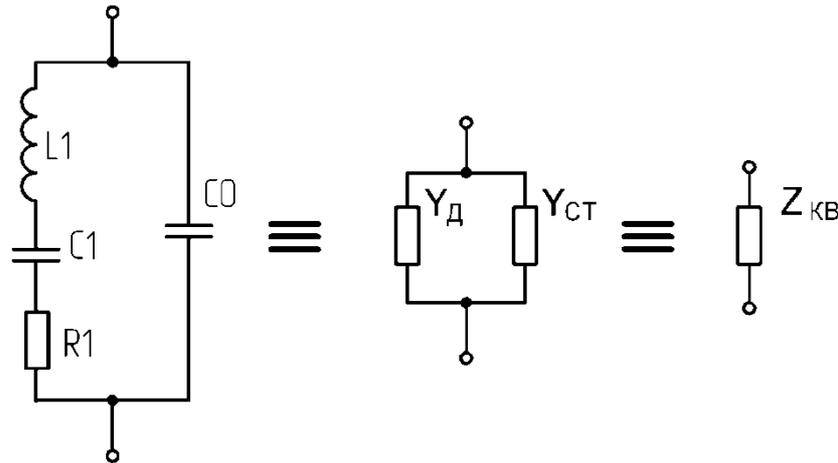


Рис. 3.1. Эквивалентная электрическая схема, описывающая КР в области частот, близкой к рабочей частоте, и её преобразования

Полная проводимость изображённой схемы описывается выражением:

$$Y_{КВ} = Y_D + Y_{СТ} = \frac{1}{R1 + j \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0. \quad (3.1)$$

Выделим вещественную и мнимую части полной проводимости:

$$Y_{КВ} = \frac{R1}{(R1)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} + j \cdot \left[\frac{- \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)}{(R1)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 \right].$$

Полное сопротивление КР можно найти по выражению:

$$Z_{\text{КВ}} = 1/Y_{\text{КВ}} = R_{\text{КВ}} + j \cdot X_{\text{КВ}}, \quad (3.2)$$

где $R_{\text{КВ}}$ – вещественная часть полного сопротивления КР (активное сопротивление), а $X_{\text{КВ}}$ – мнимая часть полного сопротивления КР (реактивное сопротивление).

Представим полное сопротивление КР его частями:

$$R_{\text{КВ}} = \frac{R1}{(R1)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1}\right)^2}$$

$$X_{\text{КВ}} = \frac{\left[\frac{\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1}\right)}{(R1)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1}\right)^2} - 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 \right]}{\left[\frac{R1}{(R1)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1}\right)^2} \right]^2 + \left[\frac{-\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1}\right)}{(R1)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1}\right)^2} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 \right]^2}$$

Полученные выражения позволяют изучить зависимость поведения сопротивлений $R_{\text{КВ}}(f)$ и $X_{\text{КВ}}(f)$ от изменения частоты. Для расчёта и построения графиков можно воспользоваться математическими программами (пример расчёта в программе «Mathcad» дан в Приложении 1). На рис. 3.2 приведены расчётные графики сопротивлений $X_{\text{КВ}}(f)$, $R_{\text{КВ}}(f)$ и фазо-частотной характеристики КР:

$$\varphi(f) = \arctg\left(\frac{X_{\text{КВ}}(f)}{R_{\text{КВ}}(f)}\right). \quad (3.3)$$

Расчёт сделан для КР, имеющего следующие параметры: $C0 = 2,264$ пФ, $C1 = 9,655 \cdot 10^{-3}$ пФ, $L1 = 26,244$ мГн, $R1 = 4,94$ Ом.

Из рисунка видно, что реактивная составляющая полного сопротивления $X_{КВ}(f)$ равна нулю при двух значениях частот f_1 и f_2 . Первая, меньшая по значению, частота соответствует последовательному резонансу, возникающему в динамической ветви. Вторая частота соответствует параллельному резонансу. На графике активного сопротивления $R_{КВ}(f)$ видно, что на частоте параллельного резонанса (10,001966 МГц) значение $R_{КВ}$ резко возрастает. Рассчитанное значение $R_{КВ}$ на частоте последовательного резонанса (9,998365 МГц) равно $4,940094 \approx R_1$.

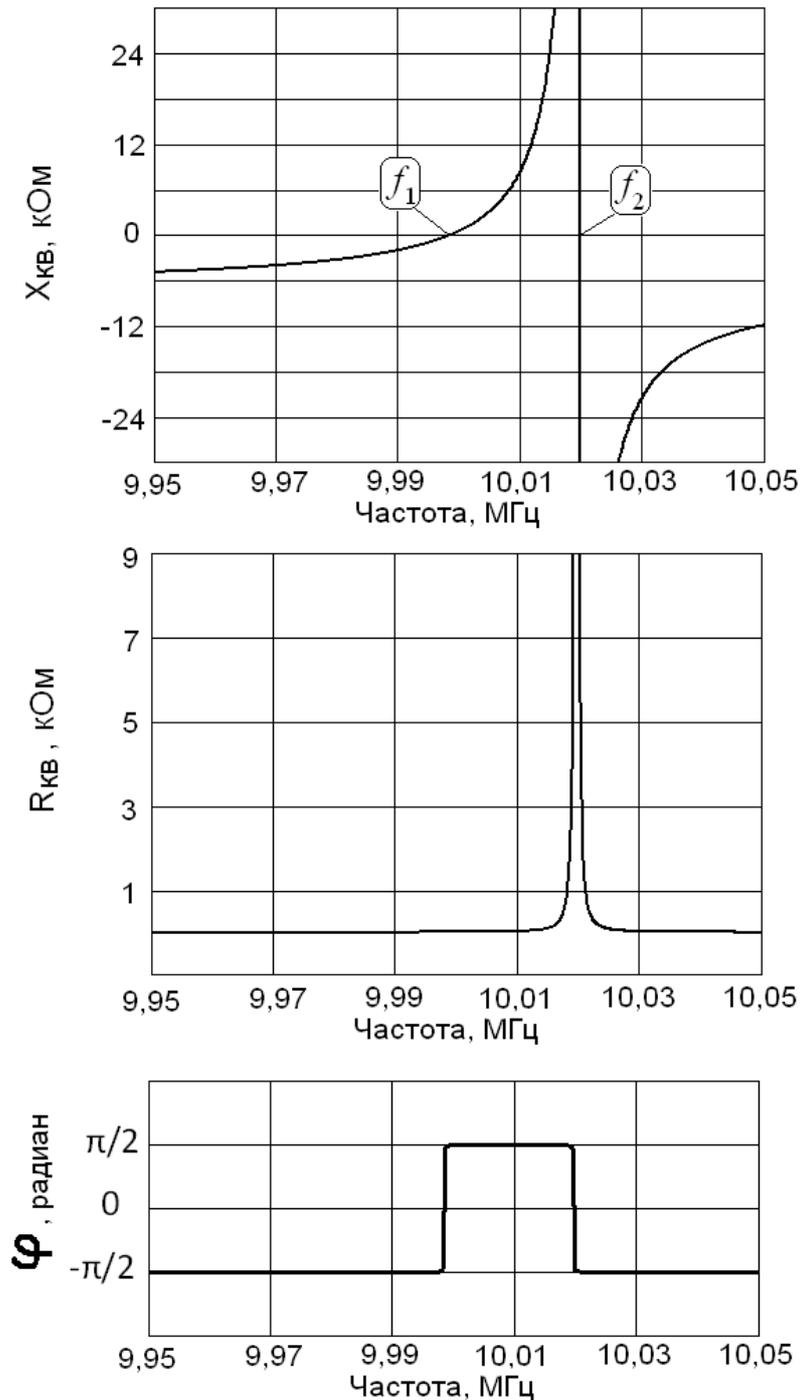


Рис. 3.2. Расчётные графики зависимости параметров КР от частоты

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) на резонансных частотах имеет очень высокую крутизну. В масштабе, в котором сделаны графики, нарастание и спад фазы происходит почти на фиксированных частотах. Высокая крутизна $\phi(f)$ кварцевых резонаторов объясняет высокую стабильность частоты КГ. На частоте последовательного резонанса f_1 производная $\partial\phi(f)/\partial f$ имеет положительный знак, а на частоте параллельного резонанса f_2 – отрицательный. Реактивное сопротивление $X_{КВ}$ на межрезонансном участке имеет положительное значение, то есть носит индуктивный характер. Область частот, где КР обладает индуктивным характером сопротивления, мала и равна $10\,019\,660 - 9\,998\,365 = 21\,295$ Гц.

Значение межрезонансного интервала зависит от значений ёмкостей кварцевого резонатора C_1 и C_0 и может быть вычислено с достаточной для практики точностью по формуле (1.11):

$$\Delta F = f_2 - f_1 \approx f_1 \cdot \frac{C_1}{2 \cdot C_0} = f_1 \frac{1}{2} \cdot m,$$

где m – ёмкостное отношение, равное C_1/C_0 .

$$\Delta F = 9\,998\,365 \cdot 0,5 \cdot 0,004264576 = 21\,319 \text{ Гц.}$$

3.1.2. Модель трёхточечной схемы кварцевого генератора

Рассмотрим линейную математическую модель кварцевого генератора, представленную в [27]. КГ осцилляторного типа построен по схеме ёмкостной трёхточки. На рисунке 2.4 выше представлена обобщённая трёхточечная схема автогенератора. Проанализируем её с заменой транзистора на его эквивалентную схему (рис. 3.3).

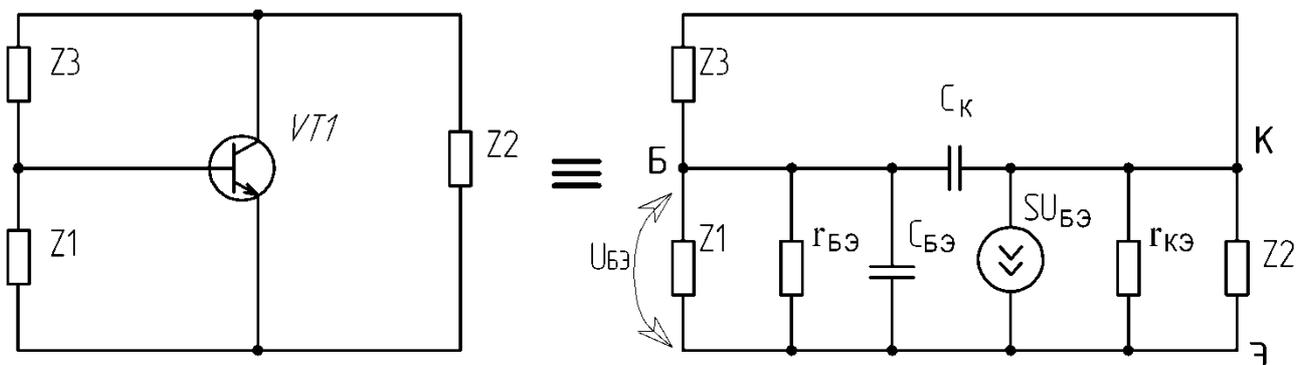


Рис. 3.3. Эквивалентная схема трёхточки с моделью транзистора

Упростим схему для облегчения анализа. Элементы Z_1 , $r_{БЭ}$, $C_{БЭ}$ объединим в $Z_{БЭ}$. Элементы Z_2 и $r_{КЭ}$ объединим в $Z_{КЭ}$, а элементы Z_3 и $C_К$ объединим в $Z_{БК}$.

$$Z_{БЭ} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{r_{БЭ}} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{БЭ}}; \quad (3.4)$$

$$Z_{КЭ} = \frac{1}{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{r_{КЭ}}}; \quad (3.5)$$

$$Z_{БК} = \frac{1}{\frac{1}{Z_3} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_К}. \quad (3.6)$$

В результате произведённых преобразований схему (рис. 3.3) можно представить в виде, показанном на рис. 3.4.

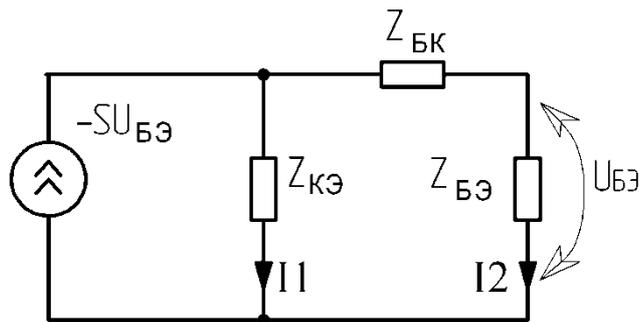


Рис. 3.4. Упрощённая эквивалентная схема трёхточки

Используя законы Кирхгофа для электрических цепей, можно записать следующие уравнения:

$$I_1 \cdot Z_{КЭ} - I_2 \cdot (Z_{БК} + Z_{БЭ}) = 0, \quad (3.7)$$

$$-SU_{БЭ} = I_1 + I_2, \quad (3.8)$$

$$U_{БЭ} = I_2 \cdot Z_{БЭ}. \quad (3.9)$$

Подставляя (3.9) в (3.8), получим:

$$-S \cdot I_2 \cdot Z_{БЭ} = I_1 + I_2$$

или

$$I_1 = -I_2 \cdot (1 + S \cdot Z_{БЭ}). \quad (3.10)$$

Подставим полученное выражение $I1$ в (3.7) и сделаем преобразования:

$$-I2 \cdot (Z_{КЭ} + S \cdot Z_{КЭ} \cdot Z_{БЭ}) - I2 \cdot (Z_{БК} + Z_{БЭ}) = 0. \quad (3.11)$$

Поделим левую и правую части уравнения (3.11) на $-I2$, получим:

$$Z_{КЭ} + Z_{БК} + Z_{БЭ} + S \cdot Z_{КЭ} \cdot Z_{БЭ} = 0. \quad (3.12)$$

В реальных схемах КГ в рабочей области частот $Z_{КЭ}$ и $Z_{БЭ}$ имеют сильно выраженный реактивный характер, поэтому сделаем допущения относительно этих сопротивлений: $Z_{КЭ} \approx jX_{КЭ}$ и $Z_{БЭ} \approx jX_{БЭ}$. Тогда:

$$j \cdot X_{КЭ} + R_{БК} + j \cdot X_{БК} + j \cdot X_{БЭ} + S \cdot j \cdot X_{КЭ} \cdot j \cdot X_{БЭ} = 0$$

или

$$j \cdot (X_{КЭ} + X_{БК} + X_{БЭ}) + R_{БК} - S \cdot X_{КЭ} \cdot X_{БЭ} = 0 \quad (3.13)$$

В стационарных условиях работы автогенератора по трёхточечной схеме, как было уже показано, для реализации условия баланса фаз выполняется условие:

$$X_{КЭ} + X_{БК} + X_{БЭ} = 0. \quad (3.14)$$

Тогда из (3.13) следует:

$$S = \frac{R_{БК}}{X_{КЭ} \cdot X_{БЭ}}. \quad (3.15)$$

Полученное выражение (3.15) соответствует ранее приведённым уравнениям (2.24), (2.30) – (2.32), (2.89). Анализ уравнения (3.15) показывает, что чем больше активная часть сопротивления $Z_{БК}$, тем больше по величине должна быть настроенная крутизна транзистора S_0 для генерации:

$$S_0 = \frac{R_{БК}}{X_{КЭ} \cdot X_{БЭ} \cdot \gamma_1(\theta)}. \quad (3.16)$$

Рассмотрим построение математической модели КГ на примере принципиальной электрической схемы генератора, показанной на рис 3.5.

Резисторы $R1$, $R2$, $R3$ образуют цепь делителя для задания напряжения смещения и тока базы. Конденсаторы $C1$ и последовательно соединённые $C2$ и $C3$ – основные конденсаторы ёмкостной трёхточки. Резисторы $R4$ и $R5$ определяют ток транзистора (крутизну) и являются делителем напряжения вместе с конденсаторами $C2$ и $C3$ для передачи сигнала в нагрузку, представленную параллельным соединением R_H и C_H . Сигнал в нагрузку

передаётся через разделительный конденсатор C_p . Нагрузкой автогенератора обычно служит буферный усилитель с полным входным сопротивлением, имеющим ёмкостную реакцию. Блокировочную ёмкость по питанию $C_{БЛ}$ будем считать настолько большой, что её сопротивление на рабочей частоте генератора приравняем к нулю. На схеме изображены также ёмкости переходов транзистора C_K и $C_Э$. К резонатору ВQ1 подключена управляющая ёмкость C_y , которая в общем случае может представлять более сложную электрическую цепь, например как на рис. 2.16.

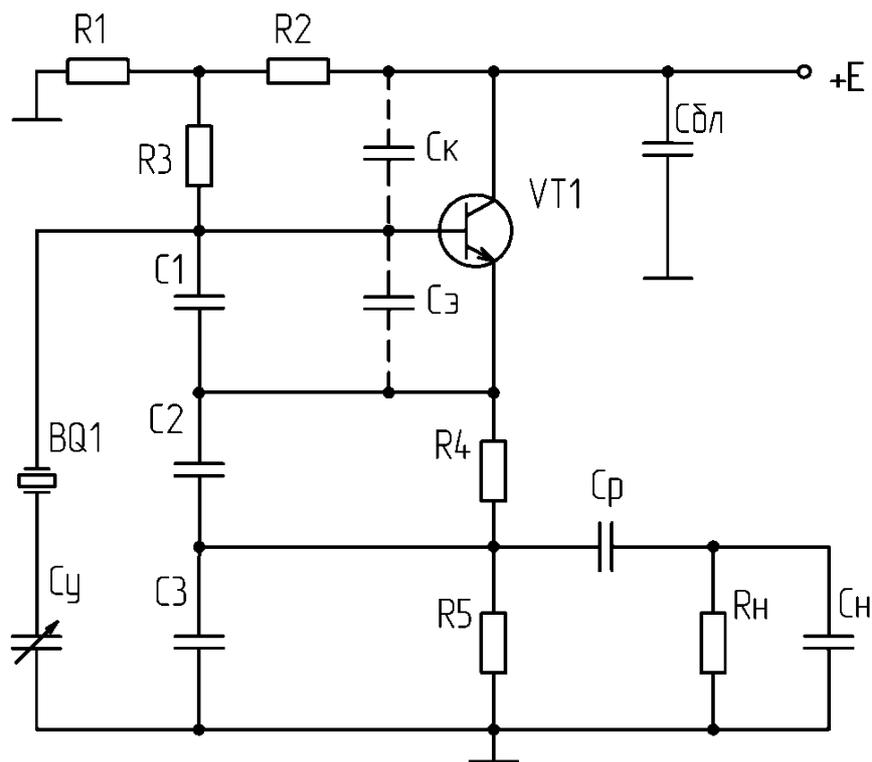


Рис. 3.5. Осцилляторная схема управляемого кварцевого генератора

Для построения математической модели и её анализа необходимо вывести уравнения полных сопротивлений $Z_{БК}$, $Z_{БЭ}$, $Z_{КЭ}$ с учётом эквивалентной схемы КР и подключенной ёмкости управления C_y , подключенной нагрузки Z_H , определяемой R_H и C_H . Для определения частоты генерации необходимо выделить реактивные составляющие и, приравняв их сумму к нулю, найти корни полученного уравнения (3.14). Для определения крутизны и начального тока коллектора через транзистор необходимо найти значение $R_{БК}$ и воспользоваться уравнениями (3.16) и (2.64).

При выводе уравнений полных сопротивлений необходимо применять и соблюдать законы Кирхгофа, Ома, правила сложения, вычитания, умножения и деления комплексных чисел. Для упрощения текста учебного по-

собия выводы уравнений не представлены, но на рис. 3.6, 3.7, 3.8 показаны эквивалентные преобразования цепей схемы, применённых при их выводе. Расчёт и построение графиков выполнены в программе «Mathcad» (пример листинга программы приведён в Приложении 2). Обозначения, применяемые на рисунках ниже, приближены к обозначениям в листинге программы.

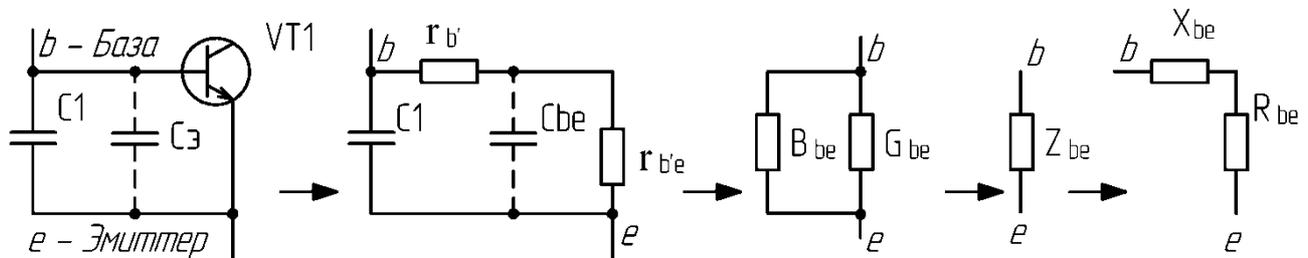


Рис. 3.6. Последовательные преобразования цепи база – эмиттер

Элемент $r_{b'}$ – объёмное сопротивление вывода базы транзистора, элемент $r_{b'e}$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода со стороны базы и элемент $C_{b'e}$ – ёмкость эмиттерного перехода. Эти элементы являются параметрами схемы замещения биполярного транзистора при анализе частотных свойств по гибридной модели транзистора [28] (схема Джаколетто).

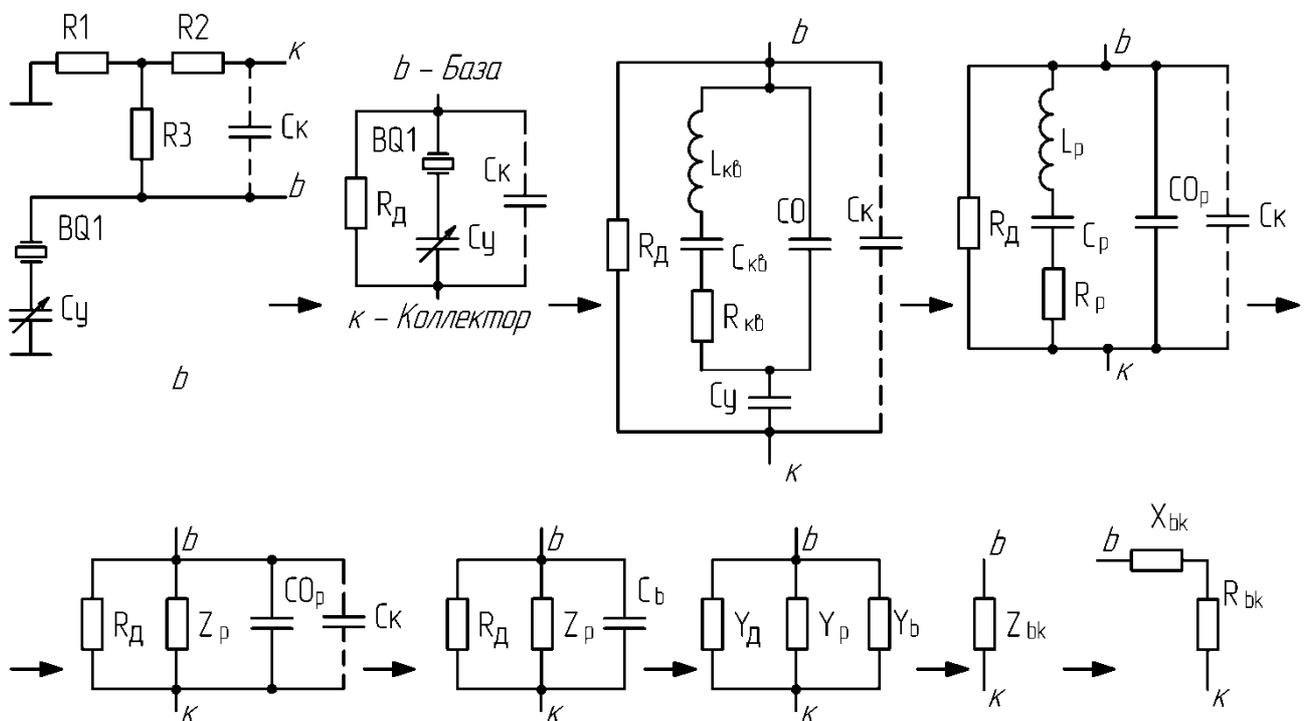


Рис. 3.7. Последовательные преобразования цепи база – коллектор

На рис. 3.7 показаны элементы цепи, образующие полное сопротивление между базой b и коллектором k . Общая точка схемы генератора через нулевое сопротивление ёмкости $C_{БЛ}$ на рабочей частоте также подключена к коллектору. Преобразования последовательно соединённых ёмкости C_Y и эквивалентной схемы КР в параллельный контур с элементами L_P, R_P, C_P и C_{OP} производятся в соответствии с (1.18) – (1.21).

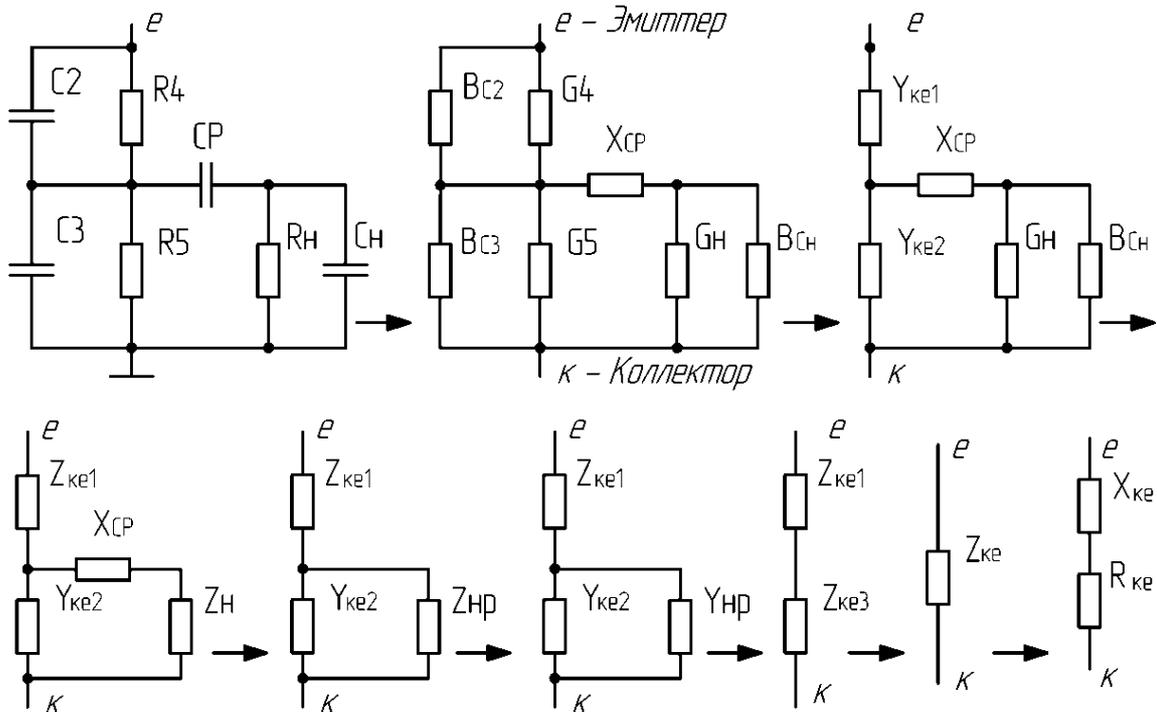


Рис. 3.8. Последовательные преобразования цепи коллектор – эмиттер

В табл. 3.1 и 3.2 показаны основные правила вывода выражений полных сопротивлений и полных проводимостей [29].

Таблица 3.1

Выражения комплексных сопротивлений и проводимостей

Цепь	Z при последовательном соединении	Y при параллельном соединении
R, L	$R + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$	$\frac{1}{R} - j \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}$
R, C	$R - j \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$	$\frac{1}{R} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C$
R, L, C	$R + j \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \right)$	$\frac{1}{R} - j \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L} - 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \right)$

Связь между полными проводимостями и сопротивлениями

$Z \rightarrow Y$	$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + j \cdot X} = \frac{R}{R^2 + X^2} - j \cdot \frac{X}{R^2 + X^2}$
	$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R - j \cdot X} = \frac{R}{R^2 + X^2} + j \cdot \frac{X}{R^2 + X^2}$
$Y \rightarrow Z$	$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{G + j \cdot B} = \frac{G}{G^2 + B^2} - j \cdot \frac{B}{G^2 + B^2}$
	$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{G - j \cdot B} = \frac{G}{G^2 + B^2} + j \cdot \frac{B}{G^2 + B^2}$

На рис. 3.9 приведены результаты расчёта зависимости реактивных сопротивлений генератора $X_{КЭ}$, $X_{БЭ}$, $X_{БК}$ от частоты. Из приведённых графиков видно, что сопротивления $X_{КЭ}$ и $X_{БЭ}$ в диапазоне частот от 9,8 до 10,2 МГц изменяются незначительно (примерно на 1,6 и 0,85 Ом соответственно) и являются отрицательными, что характерно для ёмкостной реакции. Сопротивление $X_{БК}$ имеет положительное значение в узком интервале частот, сосредоточенном около 10 МГц, и изменяется очень резко от нуля до десятков кОм. Сумма $X_{КЭ}$ и $X_{БЭ}$ на 10,0 МГц составляет примерно минус 61,9 Ом. Сопротивление $X_{БК}$ имеет противоположное значение: плюс 61,9 Ом в двух точках графика на частотах $f_1 = 10,000020$ МГц и $f_2 = 10,01247$ МГц. Таким образом, условие баланса фаз (3.14) выполняется на двух частотах. Но генерация будет происходить только на частоте, где транзисторная схема КГ может обеспечить выполнение равенств (3.15), (3.16). Фактически баланс амплитуд можно выполнить только на частоте f_1 , где, как показал расчёт, величина $R_{БК}$ значительно меньше, чем на частоте f_2 (6,0 против 24 402 Ом). Расчёт $R_{БК}$ см. в Приложении 2.

Полученная математическая модель КГ по схеме ёмкостной трёхточки позволяет, помимо нахождения частоты генерации, исследовать чувствительность частоты генерации к изменению параметров элементов схемы автогенератора, к выбранному режиму работы транзистора, к изменению параметров входного полного сопротивления буферного усилителя R_n , к изменению управляющей ёмкости C_y . В Приложении 2 показан расчёт математической модели КГ в программе «Mathcad».

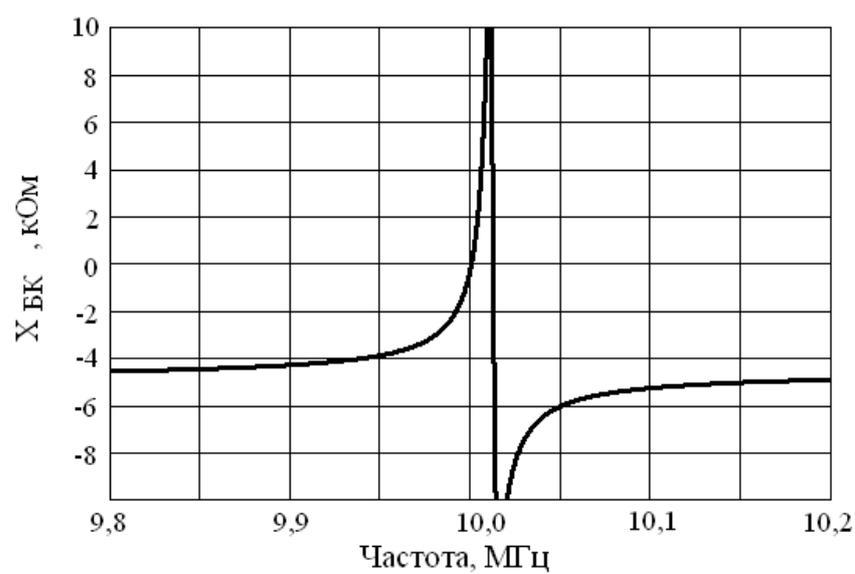
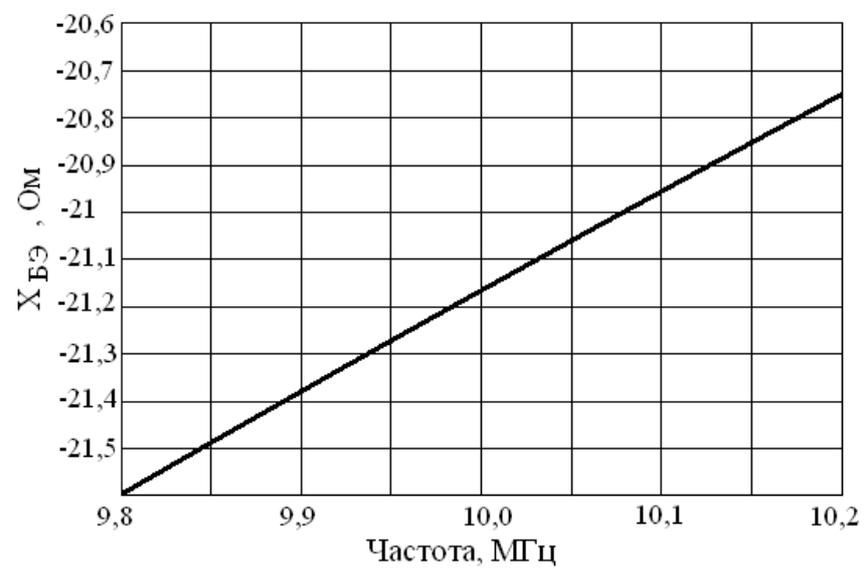
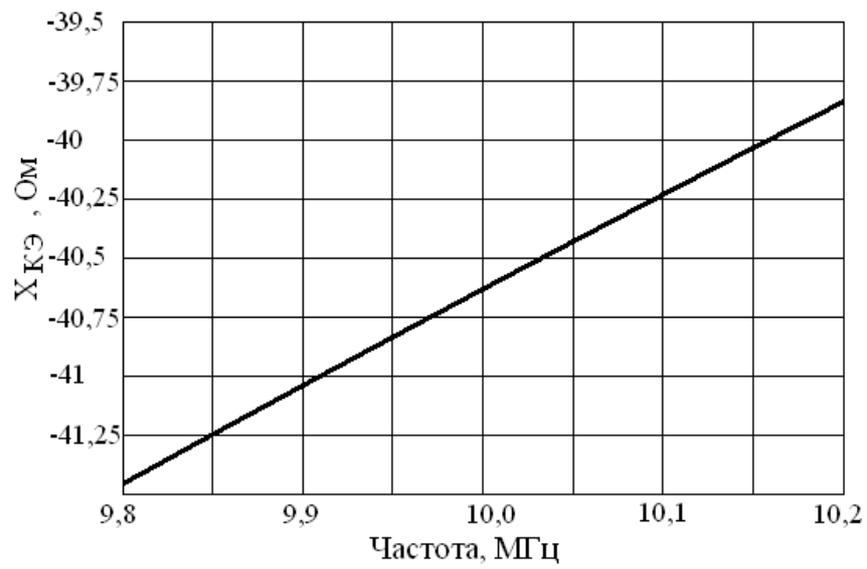


Рис. 3.9. Расчётные графики зависимостей $X_{KЭ}$, $X_{БЭ}$, $X_{БК}$ от частоты

На рис. 3.10 приведён расчётный график ФЧХ колебательной системы генератора:

$$\varphi(f) = \operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{Im}(Z)}{\operatorname{Re}(Z)}\right) = \operatorname{arctg}\left(\frac{X_{\text{кэ}}(f) + X_{\text{бэ}}(f) + X_{\text{бк}}(f)}{R_{\text{кэ}}(f) + R_{\text{бэ}}(f) + R_{\text{бк}}(f)}\right). \quad (3.17)$$

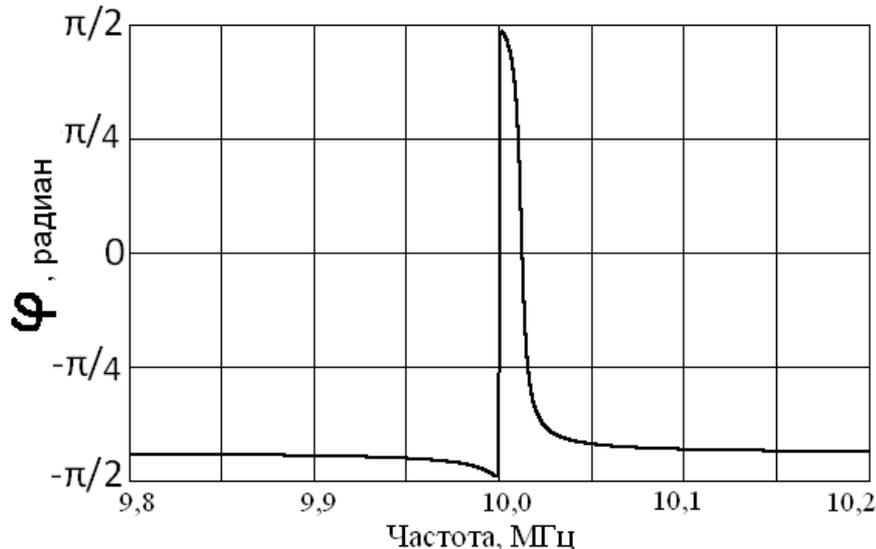


Рис. 3.10. ФЧХ колебательной системы генератора

Из рисунка видно, что на частоте f_1 ФЧХ колебательной системы кварцевого генератора имеет лучшую крутизну. Следовательно, на частоте f_1 лучшая фиксирующая способность схемы для стабилизации частоты. Для предотвращения шунтирующего влияния делителя в цепи базы транзистора необходимо, чтобы

$$R_{\text{д}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \gg X_{\text{бк}}(f_1) = X_{\text{бэ}}(f_1) + X_{\text{кэ}}(f_1). \quad (3.18)$$

3.1.3. Синтез ТЗП на основе математического моделирования

В КГ, термокомпенсированном с помощью управляющей ёмкости с варикапом, формирователь напряжения определяет температурную нестабильность частоты, получаемую в результате компенсации [14]. Одним из аналоговых способов формирования компенсирующей функции является применение термозависимых потенциометров (ТЗП) [13, 14, 22, 30, 31]. С учётом того, что температурная нестабильность элементов активной части правильно спроектированного генератора в общую нестабильность частоты вносит на порядок меньший вклад, чем температурная нестабиль-

ность КР, зависимость напряжения на выходе формирователя от температуры должна быть нелинейной, подобно ТЧХ КР (см. рис. 1.13). Но функция компенсации, выражающая зависимость изменения частоты генератора от температуры под действием термозависимого потенциометра и варикапов в управляющей ёмкости, должна иметь противоположный характер изменения величины отклонения частоты от температуры. Сумма функции компенсации и функции, выражающей зависимость ухода частоты КР от температуры, должна быть постоянной и иметь величину, равную номинальной частоте КГ, с требуемой точностью в заданном температурном диапазоне. На рис. 3.11 показаны результаты расчёта в относительных единицах (ppm).

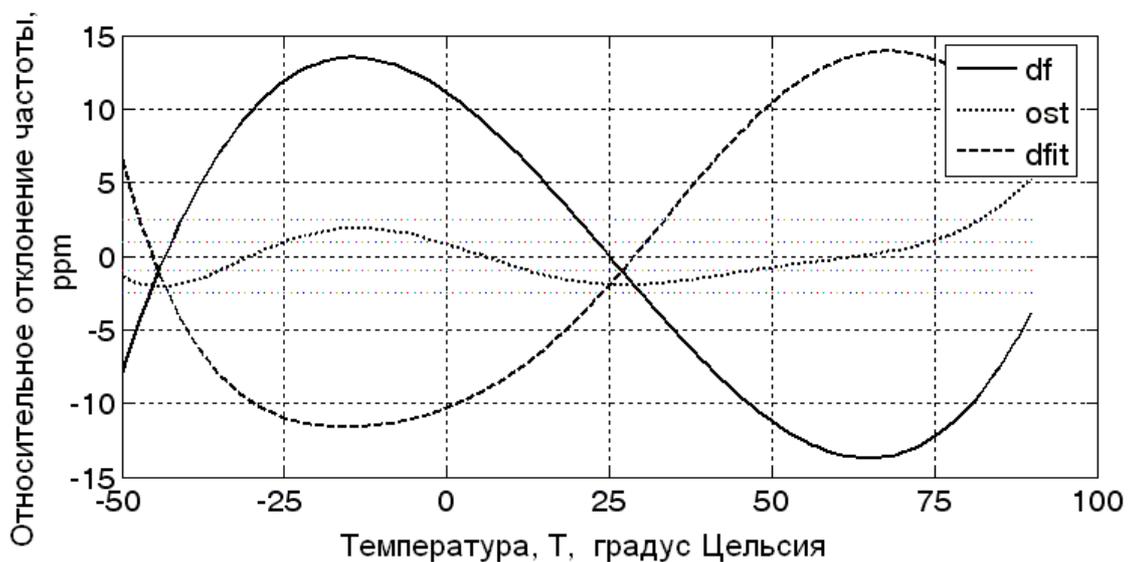


Рис. 3.11. Результаты расчёта при синтезе цепи ТЗП

Функция df – расчётная ТЧХ КР АТ-среза для угла $35^{\circ}06'$. Функция $dfit$ – расчётная функция компенсации. Функция ost – результирующая зависимость отклонения значения частоты компенсированного генератора от номинального значения в температурном диапазоне. Из рисунка видно, что отклонения частоты уменьшились с $\pm 13,7$ ppm до не более $\pm 2,5$ ppm в интервале температур $-50 \dots +75$ °С. Отклонения частоты не равны нулю из-за невозможности создать с помощью ТЗП кривую, абсолютно симметричную ТЧХ КР относительно температурной оси (0;Т). Причинами этого являются собственные нелинейные характеристики терморезисторов и варикапов, а также то, что величины сопротивлений постоянных резисторов, входящих в ТЗП, следует брать из номенклатурного ряда. Реально на практике из-за технологического разброса КР по углу среза, из-за разброса

параметров терморезисторов и варикапов получить остаточную нестабильность частоты менее ± 1 ppm в широком рабочем диапазоне температур при аналоговом способе компенсации простыми цепями ТЗП очень сложно.

В Приложении 3 приведена программа синтеза ТЗП на основе математического моделирования в «MATLAB». Результатами выполнения программы являются графики зависимости частоты КР, частоты компенсирующей функции, остаточного отклонения частоты компенсированного генератора, управляющего напряжения и величины управляющей ёмкости от температуры, а также номиналы элементов схемы ТЗП. Программа написана для конкретной схемы ТЗП, предназначенной для компенсации ТЧХ с двумя экстремумами по методике, изложенной в [22, 30, 31]. В приложении указаны необходимые данные и даны инструкции для использования программы. При необходимости более полного изучения способов компенсации с применением ТЗП следует обратиться к первоисточникам.

4. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И ПРИМЕРЫ РАСЧЁТА АВТОГЕНЕРАТОРОВ

4.1. РАСЧЁТ LC-АВТОГЕНЕРАТОРА

Проектирование и расчёт автогенератора начинают с выбора схемы автогенератора. АГ гармонических колебаний со схемой трёхточки имеют эквивалентные схемы, показанные на рис. 2.5. В автогенераторах применяют транзисторы с высоким значением граничной частоты усиления. Когда инерционностью транзистора можно пренебречь, средняя крутизна S_{CP} имеет вещественный характер и справедливо уравнение (2.24), так что Z_y имеет активный характер сопротивления (R_y), коэффициент обратной связи K_{OC} положителен [32]:

– для общей схемы трёхточки (ОТ)

$$K_{OC} = X_{БЭ} / X_{ЭК}, \quad (4.1)$$

– для емкостной трёхточки (ЕТ)

$$K_{OC} = C_{ЭК} / C_{БЭ}, \quad (4.2)$$

– для индуктивной трёхточки (ИТ)

$$K_{OC} = L_{БЭ} / L_{ЭК}. \quad (4.3)$$

Уравнение стационарного режима принимает вид:

$$Z_y S_{CP} = 1, \quad R_y S_0 \gamma_1(\theta) = 1. \quad (4.4)$$

Управляющее сопротивление АГ:

$$R_y = K_{OC} \cdot R_{oe}, \quad (4.5)$$

где R_{oe} – резонансное сопротивление контура АГ (эквивалентное нагрузочное сопротивление резонансной электрической цепи АГ):

$$R_{oe} = \frac{(X_{ЭК})^2}{r} = \frac{p^2 \rho^2}{r} = p^2 \cdot \rho \cdot Q, \quad (4.6)$$

где r – сопротивление, характеризующее потери в контуре, Q – добротность контура, p – коэффициент включения контура в коллекторную цепь:

– для ОТ

$$p = X_{ЭК} / \rho, \quad (4.7)$$

– для ЕТ

$$\rho = C_{\Sigma} / C_{\text{ЭК}}, \quad (4.8)$$

– для ИТ

$$\rho = L_{\text{ЭК}} / L_{\Sigma}, \quad (4.9)$$

ρ – характеристическое сопротивление контура колебательной системы автогенератора:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_{\Sigma}}{C_{\Sigma}}}, \quad (4.10)$$

L_{Σ} , C_{Σ} – суммарная индуктивность и суммарная ёмкость контура при круговом обходе.

Из условия самовозбуждения АГ (2.16) следует, что произведение управляющего сопротивления на крутизну S_0 должно быть больше единицы и рекомендуется не менее 2.

$$R_y S_0 \geq 2. \quad (4.11)$$

Таким образом, коэффициент запаса $K_3 \geq 2$ и угол отсечки $\theta \leq 90^\circ$.

В качестве примера ниже показан расчет схемы генератора, управляемого напряжением (ГУН), для работы на частотах с первого по пятый канал телевизионного вещания (первый и второй поддиапазоны частот телевещания). Среднегеометрическая частота указанного диапазона $f_{\text{Г-ИИ}} = 68,1$ МГц. Возьмём за основу построения для ГУН схему ёмкостной трёхточки с буферным усилителем (рис. 4.1).

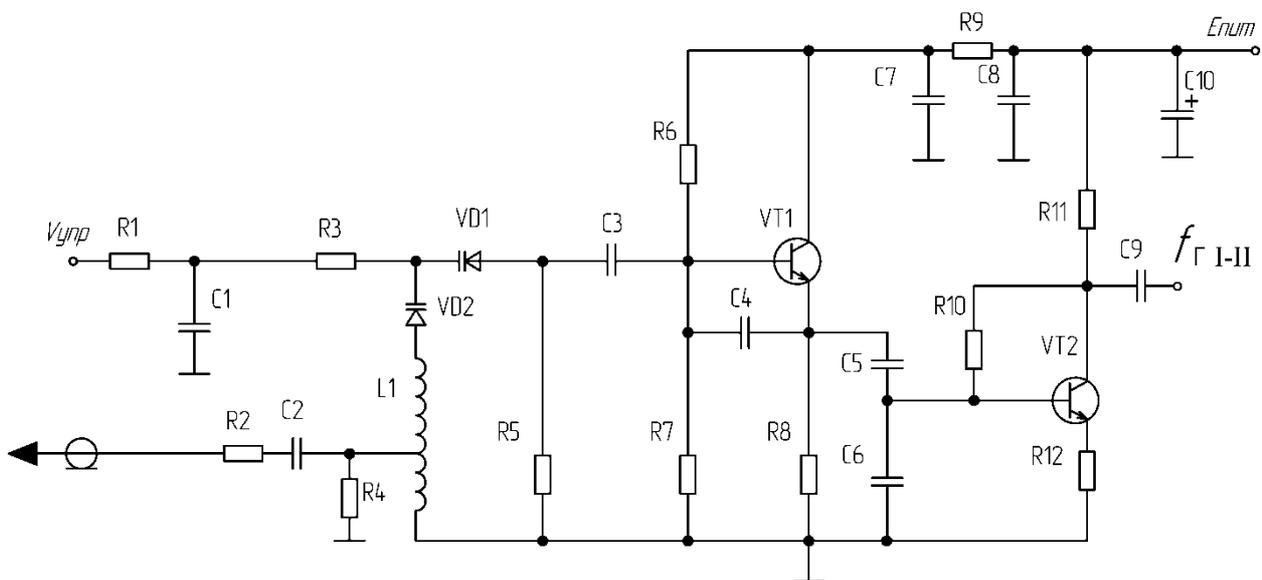


Рис. 4.1. Схема ГУН

Для трёхточечной схемы автогенератора, приведённой на рис. 4.1, условие баланса фаз выполняется на частоте, на которой сумма всех реактивных составляющих равна нулю ($X_{БЭ} + X_{ЭК} + X_{БК} = 0$). Частота генерации практически равна собственной частоте колебательной системы автогенератора, образованной элементами последовательного контура $L1$, $VD1$, $VD2$ и ёмкостями $C4$, $C5$, $C6$:

$$f_{\Gamma} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_{\Sigma} L_{\Sigma}}} . \quad (4.12)$$

Пренебрегая индуктивностью выводов транзистора и печатных проводников, приравняем суммарную индуктивность к индуктивности единственной в схеме катушки $L1$:

$$L_{\Sigma} = L1 . \quad (4.13)$$

Рассчитаем значение индуктивности из условия физической реализуемости конструкции катушки индуктивности с высоким значением добротности. Известно [33], что волновое сопротивление ρ_L легко реализуемых катушек лежит в диапазоне 150...300 Ом.

$$L1 = \frac{\rho_L}{2\pi \cdot f_{I-II}} = \frac{300}{2\pi \cdot 68,1 \cdot 10^6} = 0,70148 \cdot 10^{-6} \approx 750 \text{ нГн} . \quad (4.14)$$

С учётом того, что значения ёмкостей разделительного конденсатора $C3$ и блокировочной ёмкости в питании $C7$ должны иметь достаточно большие величины по сравнению с ёмкостями автогенераторного кольца, суммарная ёмкость колебательной системы C_{Σ} состоит из следующих последовательно соединённых ёмкостей.

Ёмкость между базой и эмиттером транзистора VT1:

$$C_{БЭ} = C4 + C_{ЭVT1} . \quad (4.15)$$

Ёмкость между эмиттером и коллектором транзистора VT1:

$$C_{ЭК} = (C5 \cdot C6) / (C5 + C6) . \quad (4.16)$$

Ёмкость управления частотой, включённая последовательно с индуктивностью $L1$, между базой и коллектором транзистора VT1:

$$C_{\Upsilon} = (C_{VD1} \cdot C_{VD2}) / (C_{VD1} + C_{VD2}) . \quad (4.17)$$

С учётом (4.2) суммарную ёмкость для схемы на рис. 4.1 можно описать следующей формулой:

$$C_{\Sigma} = \frac{C_y \cdot C_{БЭ} \cdot C_{ЭК}}{C_y \cdot C_{БЭ} + C_{ЭК} \cdot C_y + C_{БЭ} \cdot C_{ЭК}} = \frac{C_{ЭК}}{(1 + K_{OC} + C_{ЭК} / C_y)}. \quad (4.18)$$

Для заданного телевизионного частотного диапазона (49,75 – 93,25 МГц) из (4.12) следует, что ёмкость контура C_{Σ} при управлении частотой должна принимать значения от

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{L1} \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot f_5)^2} = \frac{1}{0,75 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot 93,25 \cdot 10^6)^2} \approx 3,88 \text{ пФ}$$

до

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{L1} \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot f_1)^2} = \frac{1}{0,75 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot 49,75 \cdot 10^6)^2} \approx 13,66 \text{ пФ}.$$

Для среднегеометрической частоты $f_{I-II} = 68,1$ МГц суммарная ёмкость контура будет равна $C_{\Sigma} \approx 7,3$ пФ. При выборе $C4$ равным 33 пФ, ёмкости эмиттерного перехода $C_{ЭВТ1} \approx 3$ пФ (для выбранного ВЧ транзистор КТ368А) получаем $C_{БЭ} \approx 36$ пФ. Применив коэффициент $K_{OC} = 0,9$, из (4.2), получаем $C_{ЭК} = 32,4$ пФ. Близко к полученному значению можно реализовать $C_{ЭК} = 33,4$ пФ, взяв $C5 = 43$ пФ и $C6 = 150$ пФ (4.16). Тогда $K_{OC} = 0,928$, а коэффициент включения буферного усилителя в автогенераторное кольцо будет $K_{БУ} = X_{C6} / (X_{C6} + X_{C5}) \approx 0,22$.

Из (4.18) следует, что значение ёмкости управления можно найти из выражения:

$$C_y = \frac{C_{ЭК}}{(C_{ЭК} / C_{\Sigma} - (1 + K_{OC}))} = \frac{33,4}{(33,4 / 7,3 - (1 + 0,928))} \approx 12,6 \text{ пФ}.$$

Для границ изменения суммарной ёмкости $C_{\Sigma} = 3,88 \dots 13,66$ пФ ёмкость управления должна изменяться: $C_y = 5,0 \dots 64,6$ пФ. Получаемый коэффициент перекрытия по ёмкости $64,6 / 5 = 12,92$ имеет высокое значение. Известен [34] варикап KB119А ($C_V = 210 \pm 42$ пФ при $U_V = 1$ В) с высоким коэффициентом перекрытия по ёмкости $K_C = 18$. Требуемое изменение ёмкости можно реализовать с помощью встречно-последовательного соединения двух варикапов KB119А.

С помощью резистора $R5$ анод варикапа $VD1$ подключен по постоянному току к общей точке схемы. Анод $VD2$ подключен к общей точке

через индуктивность $L1$. Обратное запирающее напряжение смещения на варикапы подаётся через цепь управления $R1$, $C1$, $R3$. Так как ток утечки варикапа мал (1 мкА при $U_{OBR} = 10В$ [34]), величину $R5$ можно взять из диапазона 22...330 кОм с условием, что $R5 \gg X_{CЭК}$ (сопротивление $R5$ намного больше сопротивления конденсатора $C_{ЭК}$ на частоте генерации).

Рассчитываем характеристическое сопротивление ρ из выражения (4.10):

$$\rho = \sqrt{\frac{L_{\Sigma}}{C_{\Sigma}}} = \sqrt{\frac{L1 \cdot (1 + K_{OC} + C_{ЭК} / C_y)}{C_{ЭК}}} = \sqrt{\frac{750 \cdot 10^{-9} \cdot (1 + 0,928 + (33,4 \cdot 10^{-12}) / (12,6 \cdot 10^{-12}))}{33,4 \cdot 10^{-12}}}$$

$$\rho \approx 321 \text{ Ом.}$$

Рассчитываем коэффициент включения контура в коллекторную цепь из выражения (4.8):

$$p = C_{\Sigma} / C_{ЭК} = 7,3 / 33,4 = 0,218.$$

Рассчитываем эквивалентное нагрузочное сопротивление резонансной электрической цепи АГ (см. рис. 4.1) для добротности контура, определяемой в основном качеством катушки индуктивности. Для добротности Q_L , равной 15:

$$R_{oe} = p^2 \cdot \rho \cdot Q = 0,218^2 \cdot 321 \cdot 15 \approx 229 \text{ Ом.}$$

Находим управляющее сопротивление из (4.5):

$$R_y = K_{OC} \cdot R_{oe} = 0,928 \cdot 229 \approx 212,5 \text{ Ом.}$$

Угол отсечки возьмём равным $\theta = 70^\circ$. Тогда коэффициент запаса K_3 , вычисляемый через коэффициент Берга $\gamma_1(\theta)$, будет равен:

$$K_3 = 1 / \gamma_1(70^\circ) = 1 / 0,288 \approx 3,47.$$

Находим необходимую начальную внутреннюю крутизну транзистора автогенератора:

$$S_0 \geq \frac{K_3}{R_y} = \frac{3,47}{212,5} \approx 0,01634 \text{ См.}$$

Находим начальный ток коллектора I_{K0} :

$$I_{K0} \approx U_T \cdot S_0 = 0,026 \cdot 0,01634 \approx 0,43 \text{ мА.}$$

Из выражения (2.58) находим амплитуду напряжения на базе:

$$U_{mБ} \approx \frac{I_{K0}}{S_0 \cdot \gamma_0(\theta)} = \frac{0,43 \cdot 10^{-3}}{0,01634 \cdot 0,166} \approx 0,159 \text{ В.}$$

Амплитуда напряжения на эмиттере транзистора VT1 ёмкостной трёх- точки может быть найдена через коэффициент обратной связи (2.18), (2.27) из соотношения [14]:

$$U_{\text{Э}} = \frac{U_{mБ}}{|K_{OC}|} = \frac{0,159}{0,928} \approx 0,171 \text{ В.} \quad (4.19)$$

Амплитуда напряжения сигнала на входе буферного усилителя:

$$U_{C6} = U_{\text{Э}} \cdot K_{\text{БУ}} = 0,171 \cdot 0,22 \approx 37,62 \text{ мВ.}$$

Рассчитаем сопротивления резисторов $R6$, $R7$, $R8$. Зададим напряжение на резисторе эмиттера $R8 = 0,2 \text{ В}$. Находим значение $R8$:

$$R8 = U_{R8} / (I_{K0} + I_{B0}) \approx U_{R8} / I_{K0} = 0,2 / 0,43 \cdot 10^{-3} = 465 \approx 470 \text{ Ом.}$$

При среднегеометрическом значении коэффициента передачи по току $h_{21Э}$ транзистора КТ368А, равном 122, ток базы I_{B0} будет равен $I_{K0} / 122 \approx 3,5 \text{ мкА}$. Ток делителя возьмём из диапазона (10...100) токов базы, для повышения стабильности режимов работы транзистора. В то же время сопротивление $R7$ должно быть значительно больше R_{oe} контура.

$$\begin{aligned} R7 &= U_{R7} / (80 \cdot I_{B0}) = (U_{R8} + U_{BЭ}) / (80 \cdot I_{B0}) = \\ &= (0,2 + 0,7) / (80 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6}) = 3214 \approx 3,3 \text{ кОм.} \end{aligned}$$

Находим значение сопротивления резистора $R6$ (при напряжении питания генератора $E_{\text{ПИТ}} = 14 \text{ В}$):

$$R6 = (E_{\text{ПИТ}} - U_{R7}) / (81 \cdot I_{B0}) = (14 - 0,9) / (81 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6}) = 46\,208 \approx 47 \text{ кОм.}$$

Ёмкости разделительного конденсатора $C3$ и конденсатора по питанию $C7$ должны иметь низкое сопротивление по сравнению сопротивлением конденсаторов контура $X_{C3} \ll X_{BЭ}$, $X_{C3} \ll X_{CУ}$, $X_{C3} \ll X_{C\Sigma}$ и $X_{C7} \ll X_{BЭ}$, $X_{C7} \ll X_{CУ}$, $X_{C7} \ll X_{C\Sigma}$. Кроме того, конденсатор $C7$ с резистором $R9$ должен образовывать фильтр с частотой среза в десятки – сотни раз ниже, чем частота генерации. Из этих условий выберем конденсатор $C3 = 1\,000 \text{ пФ}$ и $C7 = 47 \text{ нФ}$. Для частоты среза RC-фильтра $f_{RC} = 1/(R9 \cdot C7) \leq f_{Г}/10$ сопротивление $R9$ выберем 22 Ом. Входной фильтр по цепи управления на элементах $R1$, $C1$ должен отвечать условию $1/(R1 \cdot C1) \leq f_{Г}/10$ и быть малои-

нерционному по сравнению с фильтром управляющей системы (например, пропорционально-интегрирующий фильтр в петле ФАПЧ синтезатора частоты). Из этих условий выберем конденсатор $C1 = 750$ пФ и $R1 = 1$ кОм. Чтобы конденсатор $C1$ не влиял на ёмкость Cy , резистор $R3$ выбираем не менее $100 \cdot X_{Cy}$ ($R3 \geq 100 / (2 \cdot \pi \cdot 68,1 \cdot 10^6 \cdot 12,6 \cdot 10^{-12}) = 18\,548$ Ом). Возьмём $R3 = 20$ кОм по стандартизованному ряду $E24$.

Элементы $R2, R4$, разделительный конденсатор $C2$ и часть катушки $L1$ через отвод согласуют высокочастотный (ВЧ) синусоидальный выход АГ с волновым сопротивлением кабеля на 75 Ом. При подборе количества витков для отвода от катушки $L1$ резисторы $R2, R4$ могут не устанавливаться.

Для уменьшения влияния нагрузки на частоту АГ используется буферный каскад (БК) с комбинированной обратной связью: по току на резисторе $R12$ и по напряжению на резисторе $R10$. Благодаря действию отрицательной обратной связи (ООС) входное сопротивление БК, подключаемое через делитель $C5, C6$ к контуру АГ, стабилизируется.

Зададим падение напряжения на $R12$ равным $0,25$ В и ток коллектора $VT2$ равным 11 мА, чтобы общее потребление генератора, управляемого напряжением, (ГУН) не превышало 12 мА.

$$R12 \approx U_{R12} / (I_{KVT2}) = 0,25 / (11 \cdot 10^{-3}) \approx 22 \text{ Ом.}$$

Напряжение на коллекторе $VT2$ зададим равным половине питания $U_{KVT2} = 7$ В, что будет приводить к симметричному ограничению синусоидального сигнала на выходе БК при достаточно большом коэффициенте усиления по напряжению. Тогда напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭVT2} = U_{KVT2} - U_{R12} = 6,75$ В.

Резистор между базой и коллектором $R10$:

$$\begin{aligned} R10 &= U_{R10} / (I_{BVT2}) = (U_{КЭVT2} - U_{БЭVT2}) / (I_{KVT2} / h_{21Э}) = \\ &= (6,75 - 0,7) / (0,011 / 122) \approx 68 \text{ кОм.} \end{aligned}$$

Резистор в цепи коллектора $R11$:

$$R11 = U_{R11} / (I_{KVT2}) \approx (E_{ПИТ} / 2) / (I_{KVT2}) = (7) / (0,011) = 636 \approx 620 \text{ Ом.}$$

Коэффициент усиления БК по напряжению:

$$K_U = - \frac{(R11 // R10 // r_{кэ} // R_H)}{r_3 + R12}. \quad (4.20)$$

Числитель выражения (4.20) равен сопротивлению параллельного соединения четырёх сопротивлений. Дифференциальное сопротивление $r_{кэ}$ между коллектором и эмиттером транзистора VT2:

$$r_{кэ} = \frac{|U_Y| + |U_{кэ}|}{I_K} \approx \frac{122 + 7}{0,011} = 11727 \text{ Ом.} \quad (4.21)$$

Так как сопротивления $R10$ и $r_{кэ}$ значительно больше $R11$, то выражение (4.20) можно упростить:

$$K_U \approx -\frac{(R11 \cdot R_H)}{(R11 + R_H) \cdot (r_{э} + R12)}. \quad (4.22)$$

Если сопротивление нагрузки R_H значительно больше сопротивления $R11$, коэффициент усиления БК можно оценить:

$$K_U \approx -\frac{R11}{(r_{э} + R12)} = \frac{R11}{(U_T / I_K + R12)} = \frac{620}{(0,026 / 0,011 + 22)} \approx 25,4.$$

Входное сопротивление БК:

$$R_{ВХ} \approx R10 // R_{г} = R10 // ((1 + h_{21э}) \cdot (r_{э} + R12)) = \frac{68000 \cdot 2997}{68000 + 2997} = 2870 \text{ Ом.}$$

Важно, чтобы $R_{ВХ} \geq 10 \cdot |X_{C6}| = 10 \cdot 1 / (2 \cdot \pi \cdot 68,1 \cdot 10^6 \cdot 150 \cdot 10^{-12}) \approx 10 \cdot 15,58 \approx 156 \text{ Ом.}$

Выходное сопротивление БК:

$$R_{ВЫХ} \approx R11 = 620 \text{ Ом.}$$

Амплитуда выходного напряжения на выходе генератора может составить $U_{C6} \cdot K_U = 0,03762 \cdot 25,4 \approx 0,96 \text{ В.}$ При нагрузке $R_H = 2000 \text{ Ом}$ в соответствии с (4.22):

$$U_H = U_{C6} \cdot |K_U| = 0,03762 \cdot \frac{(620 \cdot 2000)}{(620 + 2000) \cdot (0,026 / 0,011 + 22)} \approx 0,731 \text{ В.}$$

Разделительный конденсатор $C9$ должен отвечать условиям:

$$X_{C9} \leq (R11 / 10) \text{ и } X_{C9} \leq (R_H / 10).$$

Следовательно, $C9 \geq 1 / (2 \cdot \pi \cdot 68,1 \cdot 10^6 \cdot (620 / 10)) \approx 38 \cdot 10^{-12}$. Выбирая из номенклатурного ряда, возьмём $C9 = 47 \text{ пФ.}$

Расчёт схемы LC-автогенератора закончен. По данным расчёта можно оформить в соответствии с ЕСКД схему электрическую принципиальную и перечень элементов генератора.

4.2. РАСЧЁТ КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

Для самовозбуждения АГ (условие (2.16)) необходимо, чтобы при подаче питания транзистор генератора начал работать в области активного усиления, то есть начальное напряжение смещения должно превышать напряжение отсечки транзистора $E_{СМН} > E_{ОТС}$. В стационарном режиме колебаний, когда выполняется условие баланса амплитуд (2.11)

$$Z_{\gamma} S_{CP} \approx R_{\gamma} S_0 \gamma_1(\theta) = 1,$$

напряжение смещения меньше напряжения отсечки $E_{СМ} < E_{ОТС}$. Рекомендуемый коэффициент запаса $K_3 \geq 2$, соответственно $\gamma_1(\theta) = 1/K_3 \leq 0,5$ и $\theta \leq 90^\circ$. Для удовлетворения указанных противоречивых условий в автогенераторах на транзисторе применяют автоматическое смещение, создаваемое постоянными составляющими токов эмиттера и базы. В стационарном режиме колебаний транзистор автогенератора должен работать с отсечкой и в недонапряжённом режиме для поддержания высокой стабильности частоты [32].

Для расчёта КГ необходимо выбрать кварцевый резонатор. Частота последовательного резонанса КР должна соответствовать рабочей частоте генератора или быть ниже с учётом ёмкостной реакции схемы автогенератора. Учесть ёмкостную реакцию можно, используя выражение (1.17). Ниже приведён пример расчёта КГ со следующими параметрами КР: частота последовательного резонанса $f_1 = 10,0$ МГц, динамическое сопротивление $R_{КВ} = 5$ Ом, динамическая индуктивность $L_{КВ} = 26,3$ мГн, динамическая ёмкость $C_{КВ} = 9,64 \cdot 10^{-3}$ пФ, статическая ёмкость $C_0 = 2,28$ пФ, допустимая рассеиваемая мощность на резонаторе $P_{КВ} = 100$ мкВт.

С учётом проведённого в подпункте 2.4.2 анализа для расчёта выберем угол отсечки θ равным 80° , коэффициент обратной связи $K_{ОС} = 0,5$. Используя выражение (2.62), учитывающее мощность рассеивания на кварцевом резонаторе, находим значения ёмкостей обратной связи генератора. Ёмкость конденсатора, подключаемого между эмиттером и коллектором:

$$C_{ЭК} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{КВ}}{R_{КВ}}} \cdot \frac{\gamma_0(\theta) \cdot K_{ОС}}{U_T \cdot 2\pi \cdot f_T} - C_{0КВ} \cdot (1 + K_{ОС}) = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,0001}{5}} \cdot \frac{0,236 \cdot 0,5}{0,026 \cdot 2\pi \cdot 10^7} - 2,28 \cdot 10^{-12} \cdot (1 + 0,5);$$

$$C_{ЭК} = 4,534 \cdot 10^{-10} \text{ Ф} \approx 470 \text{ пФ}.$$

Ёмкость конденсатора, подключаемого между эмиттером и базой:

$$C_{ЭБ} = \frac{C_{ЭК}}{K_{OC}} = \frac{470}{0,5} = 940 \approx 910 \text{ пФ.}$$

Из выражений (2.31), (2.63), (2.64) находим крутизну в момент подачи питания S_0 и начальный ток коллектора I_{K0} :

$$S_0 = \frac{R_{KB}}{K_{oc} X_{ЭК}^2 \gamma_1(\theta)} = \frac{R_{KB} (2\pi \cdot f \cdot C_{ЭК})^2}{K_{oc} \gamma_1(\theta)} = \frac{5 \cdot (2\pi \cdot 10^7 \cdot 470 \cdot 10^{-12})^2}{0,5 \cdot 0,39} \approx 0,02236 \text{ См;}$$

$$I_{K0} \approx U_T \cdot S_0 = 0,026 \cdot 0,02236 = 0,0005814 \approx 580 \text{ мкА.}$$

Для расчёта возьмём схему кварцевого автогенератора с буферным усилителем [14], уменьшающим влияние изменения нагрузки на частоту генерирования f_T (рис. 4.2). Напряжение питания всей схемы $E_{пит} = 9 \text{ В}$.

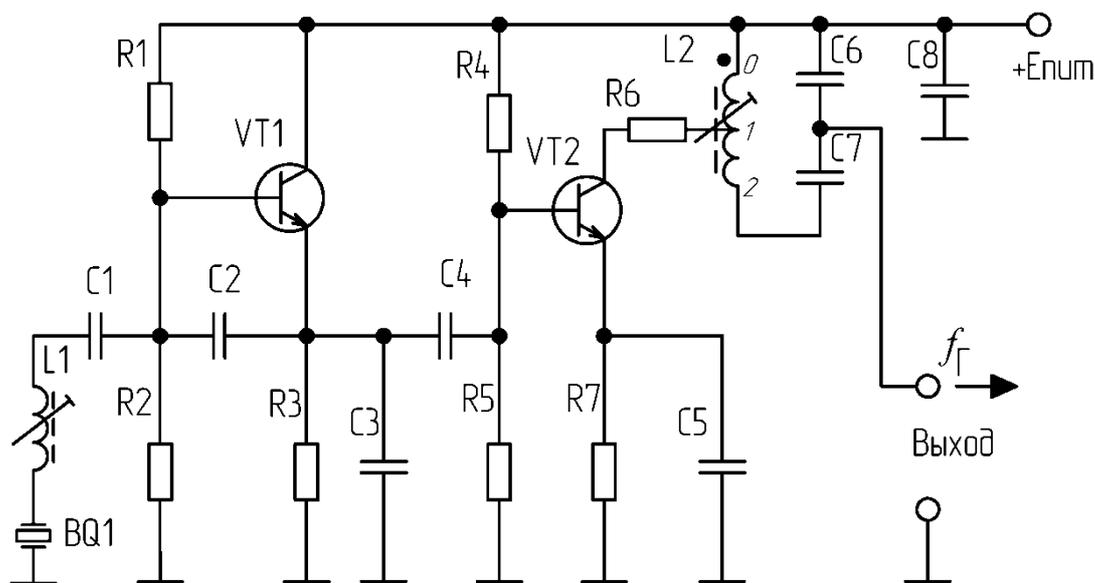


Рис. 4.2. Схема КГ

Помимо уже рассчитанных конденсаторов обратной связи трёхточечной схемы генератора $C2 = C_{ЭБ}$ и $C3 = C_{ЭК}$ в схеме присутствуют разделительный конденсатор $C1$, разделительный конденсатор $C4$, конденсатор $C5$, шунтирующий обратную отрицательную связь по переменному току в буферном усилителе на транзисторе $VT2$, конденсатор в цепи питания $C8$ и два конденсатора в выходном фильтре (параллельный резонансный контур) $C6, C7$. Сопротивление конденсаторов $C1, C5$ и $C8$ должно быть минимальным на рабочей частоте генератора $f_T = 10 \text{ МГц}$, чтобы их можно было не учитывать при расчёте схемы.

$$|X_{C1}| < r_{ЭVT1}, \quad (4.23)$$

$$|X_{C5}| < r_{ЭVT2}, \quad |X_{C5}| < R7, \quad (4.24)$$

$$|X_{C8}| \leq |X_{C1}|, \quad |X_{C8}| \leq |X_{C5}|. \quad (4.25)$$

При токе $I_{K0} = 580$ мкА сопротивление транзистора VT1 со стороны эмиттера

$$r_{ЭVT1} = U_T / I_{K0} = 26 / 0,58 \approx 44,8 \text{ Ом.}$$

Выполняя условия (4.23), (4.24), возьмём конденсаторы $C1$ и $C5$ с ёмкостью 10 нФ, с модулем сопротивления X_C на частоте 10 МГц меньше 1,6 Ом ($X_C(f) = 1/(2\pi \cdot f \cdot C)$). Конденсатор $C8$ (с учётом наличия емкостей в источнике питания), выполняя условия (4.25), можно взять с ёмкостью, равной или больше $C1$, например $C8 = 47$ нФ.

Разделительный конденсатор связи $C4$ выбирают значительно меньшим по отношению к ёмкости $C_{КЭ}$ автогенератора (часто применяют $C4 \leq 0,1 \cdot C3$, так как $C3 \approx C_{КЭ}$), для уменьшения влияния входного сопротивления буферного усилителя на параметры резонансной цепи автогенератора.

$$X_{C3} \ll X_{C4}. \quad (4.26)$$

При полученной величине ёмкости конденсатора $C3 = 470$ пФ в соответствии с условием (4.26) выберем конденсатор $C4$ с ёмкостью 15 пФ. На рис. 4.3 показано, как в дальнейшем при необходимости можно скомпенсировать влияние ёмкости $C4$ и реактивной составляющей входного сопротивления буферного каскада на частоту генерирования, производя эквивалентные преобразования сопротивлений [23].

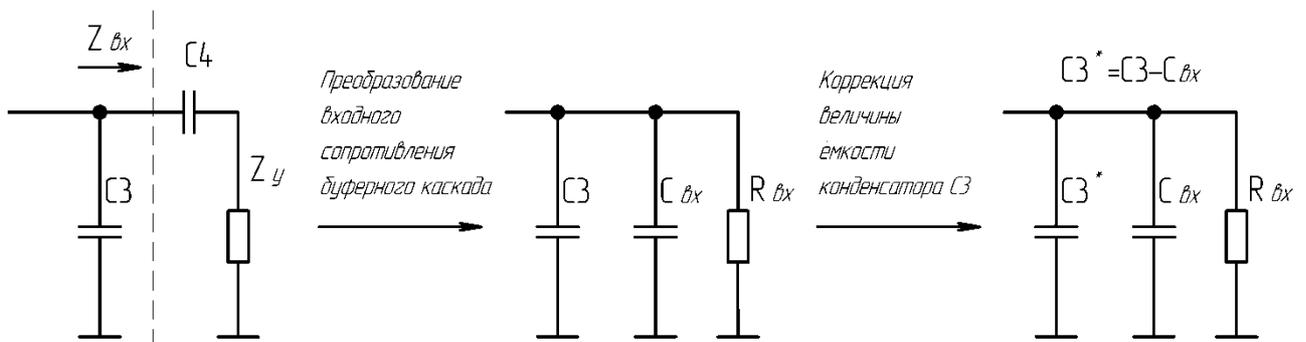


Рис. 4.3. Последовательность эквивалентных преобразований

Буферный каскад усиления на транзисторе VT2 в большей степени предназначен для уменьшения влияния нагрузки на параметры КГ и фильтрации выходного сигнала, чем для повышения мощности сигнала. Фильтрующий контур $L2$, $C6$, $C7$ на выходе генератора имеет автотрансформаторную связь с выходом усилителя на транзисторе VT2 и ёмкостной делитель для связи с нагрузкой. Общая необходимая ёмкость конденсаторов $C6$ и $C7$ зависит от частоты генерирования колебаний (10 МГц) и величины индуктивности $L2$:

$$C_{\text{конт}} = \frac{C6 \cdot C7}{C6 + C7} = \frac{1}{L2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{\Gamma}} \right)^2. \quad (4.27)$$

Величина индуктивности катушки должна быть физически реализуемой, а ёмкость конденсаторов – больше суммы выходной ёмкости транзистора и возможной ёмкости монтажа конструкции. Для выбранной индуктивности $L2 = 470$ нГн значение ёмкости контура в соответствии с (4.27) должно составить $C_{\text{конт}} = 539$ пФ. Использование делителя на конденсаторах $C6$ и $C7$ уменьшает коэффициент включения нагрузки в контур фильтра и в целом в схему генератора. Использование центрального отвода от катушки индуктивности $L2$ и делителя $C5, C6$ увеличивает нагруженную добротность контура выходного фильтра, тем самым улучшая фильтрующие свойства. Учитывая уравнение (4.27), ёмкости конденсаторов контура можно взять $C7 = 820$ пФ и $C6 = 1\ 600$ пФ. Для указанных ёмкостей общая ёмкость контура будет $C_{\text{конт}} = 542$ пФ. Делитель $C6, C7$ влияет на амплитуду выходного сигнала и согласование выходного сигнала с нагрузкой. Увеличение ёмкости $C6$ по отношению к $C7$ при постоянном $C_{\text{конт}}$ приводит к уменьшению амплитуды выходного сигнала, увеличению добротности нагруженного контура и уменьшению влияния нагрузки на схему автогенератора. Отклонение резонансной частоты контура из-за неточного значения $C_{\text{конт}}$ можно скомпенсировать подстройкой индуктивности $L2$, вращением сердечника катушки или используя дополнительную корректирующую ёмкость.

Сопrotивление резисторов в схеме рассчитывается исходя из полученного значения начального тока коллектора I_{K0} и результатов анализа, полученных в пункте 2.2 (2.47), (2.48):

$$\left(\frac{R1R2}{R1 + R2} + (1 + h_{21Э})R3 \right) \gg \frac{h_{21Э}}{S_0}, \quad (4.28)$$

$$\left(\frac{R1R2}{R1 + R2} + (1 + h_{21Э})R3 \right) \gg \left| \frac{h_{21Э} \text{Cos}(\theta)}{S_0 \gamma_0(\theta)} \right|. \quad (4.29)$$

Для расчёта резисторного делителя, к которому подключена база транзистора VT1, необходимо знать величину коэффициента передачи $h_{21Э}$ транзистора. Транзисторы можно использовать одинаковые. Применим в качестве VT1 и VT2 транзистор КТ316Д ($f_{ГП} = 1\,000$ МГц, $h_{21Э} = 60 \dots 300$). Для поддержания стабильности работы схемы автогенератора при изменении внешней температуры ток делителя, протекающий через резисторы $R1$, $R2$, должен быть не менее 10 токов базы транзистора. Среднегеометрическая величина коэффициента передачи $h_{21Э}$ транзистора равна 134. Начальный ток базы:

$$I_{Б0} = I_{К0} / h_{21Э} = 580 / 134 \approx 4,33 \text{ мкА.}$$

Ток делителя $I_{Д}$ возьмём равным $50 \cdot I_{Б0} = 216,5$ мкА.

Параметр:

$$\frac{h_{21Э}}{S_0} = \frac{134}{0,02236} \approx 6000.$$

Параметр (при выбранном $\theta = 80^\circ$):

$$\frac{h_{21Э} \text{Cos}(\theta)}{S_0 \gamma_0(\theta)} = \frac{134 \cdot 0,174}{0,02236 \cdot 0,236} \approx 4410.$$

Сравнение параметров показывает, что при заданном угле отсечки условие (4.28) жёстче условия (4.29). При угле отсечки $\theta < 77,5^\circ$ условие (4.29) становится более жёстким.

Зададим начальное падение напряжения на резисторе в эмиттере $U_{RЭ}$ равным $0,25 \cdot E_{ПИТ} = 0,25 \cdot 9 = 2,25$ В. Проверяем условие (2.51):

$$U_{RЭ} = 2,25 \gg U_{Т} \cdot \frac{\text{Cos}(\theta)}{\gamma_0(\theta)} = 0,026 \cdot \frac{0,174}{0,236} = 0,01917.$$

Сопротивление R3 при $I_{Э0} \approx I_{К0}$:

$$R3 = R_3 = \frac{U_{RЭ}}{I_{Э0}} = \frac{2,25}{0,00058} = 3879 \approx 3900 \text{ Ом.}$$

Сопротивление R2:

$$R2 = \frac{U_{RЭ} + U_{БЭ1}}{I_{Д}} = \frac{2,25 + 0,68}{0,0002165} = 13533 \approx 13000 \text{ Ом.}$$

Сопротивление $R1$:

$$R1 = \frac{E_{\text{ПИТ}} - (U_{RЭ} + U_{БЭ1})}{I_{\text{Д}} + I_{\text{Б1}}} = \frac{9 - (2,25 + 0,68)}{0,0002165 + 0,0000043} = 27490 \approx 27000 \text{ Ом}$$

Проверка выполнения условия (4.27):

$$\left(\frac{R1R2}{R1 + R2} + (1 + h_{21Э})R3 \right) = \left(\frac{27000 \cdot 13000}{27000 + 13000} + (1 + 134) \cdot 3900 \right) = 535275 \gg \frac{h_{21Э}}{S_0} = 6002.$$

Условие выполняется.

Резистор $R6$ служит для обеспечения устойчивой работы усилительного каскада на транзисторе VT2 [14], для уменьшения связи реактивностей, входящих в фильтр с резонансной цепью автогенератора. Величина сопротивления $R6$ влияет на амплитуду сигнала на выходе генератора и выбирается обычно из диапазона 22...100 Ом [14]. Выберем $R6$ равным 68 Ом. Точное значение можно подобрать при подстройке требуемой амплитуды сигнала на нагрузке, подключённой к выходу генератора, и при проверке устойчивости.

Катушка индуктивности $L1$ может не ставиться в схему, если частота последовательного резонанса КР изначально ниже номинальной частоты генератора на соответствующее влияние ёмкостной реакции C_H со стороны автогенератора (1.17). Величина C_H в приведённой схеме генератора в основном определяется последовательным соединением конденсаторов $C1$, $C2$, $C3$. В случае если частота последовательного резонанса КР равна номинальной частоте генератора, то для получения номинальной частоты колебаний сигнала генератора потребуется компенсация ёмкостной реакции автогенератора. Катушка индуктивности $L1$ служит для обеспечения возможности работы автогенератора вблизи частоты последовательного резонанса КР [14]. Так как ёмкость разделительного конденсатора $C1$ намного больше ёмкостей $C2$, $C3$, то величину индуктивности можно найти из условия равенства по модулю реактивного сопротивления катушки и общего реактивного сопротивления конденсаторов обратной связи автогенератора [14]:

$$L1 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\Gamma})^2 \cdot C1} + \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\Gamma})^2 \cdot C2} + \frac{1}{(2\pi \cdot f_{\Gamma})^2 \cdot C3}.$$

$$L1 = \frac{C2 + C3}{(2\pi \cdot f_{\Gamma})^2 \cdot C2 \cdot C3} = \frac{910 \cdot 10^{-12} + 470 \cdot 10^{-12}}{(2\pi \cdot 10^7)^2 \cdot 910 \cdot 10^{-12} \cdot 470 \cdot 10^{-12}} = 817,2 \text{ нГн} \approx 820 \text{ нГн}.$$

Подключение катушки индуктивности последовательно с кварцевым резонатором приводит к изменению параметров эквивалентной приведённой схемы КР [2]. Помимо коррекции частоты происходит изменение величин элементов динамической и статической ветвей эквивалентной схемы нагруженного КР. Динамическое сопротивление приведённой схемы связано с динамическим сопротивлением КР выражением [2]:

$$R_{\text{КВЭ}} = R_{\text{КВ}} \cdot (1 - (2\pi \cdot f_1)^2 \cdot C0_{\text{КВ}} \cdot L1)^2,$$

$$R_{\text{КВЭ}} = 5 \cdot (1 - (2\pi \cdot 10^7)^2 \cdot 2,28 \cdot 10^{-12} \cdot 820 \cdot 10^{-9})^2 = 4,927 \text{ Ом.}$$

Эквивалентное сопротивление приведённой схемы КР изменилось незначительно, с 5 до 4,927 Ом. Данное изменение приводит к незначительному изменению расчётных значений $C_{\text{ЭК}}$, $C_{\text{ЭБ}}$, тока $I_{\text{К0}}$ и крутизны S_0 . При использовании резонатора на 3-й и более механической гармонике в схему генератора могут быть введены элементы селекции колебаний [14, стр. 68], которые следует учитывать при расчётах.

Расчёт по постоянному току буферного каскада усиления начнём с выбора рабочего тока коллектора $I_{\text{К0VT2}}$ транзистора VT2. Зная максимальный общий ток потребления генератора $I_{\text{П}}$ (заданный или рассчитываемый из мощности потребления и напряжения питания), ток коллектора $I_{\text{К0VT1}}$ транзистора VT1 и ток делителя напряжения $I_{\text{ДVT1}}$ в цепи делителя R1, R2, находим сумму тока $I_{\text{К0VT2}}$ и тока делителя через R4, R5.

$$I_{\text{К0VT2}} + I_{\text{ДVT2}} = I_{\text{П}} - I_{\text{К0VT1}} - I_{\text{ДVT1}}.$$

Если ток потребления не должен превышать 7 мА, то на буферный каскад остаётся $7 - 0,58 - 0,2165 \approx 6,2$ мА. Выберем $I_{\text{К0VT2}} = 5$ мА. Тогда ток делителя $I_{\text{ДVT2}} = 10 \cdot I_{\text{К0VT2}} / h_{21ЭVT2} = 10 \cdot 5 / 134 = 0,373$ мА. Тогда имеем:

$$R7 \approx 0,2 \cdot E_{\text{ПИТ}} / I_{\text{К0VT2}} = 0,2 \cdot 9 / 0,005 = 360 \text{ Ом,}$$

$$R5 \approx (0,2 \cdot E_{\text{ПИТ}} + U_{\text{БЭ}}) / (I_{\text{ДVT2}} - I_{\text{Б0VT2}}) = (0,2 \cdot 9 + 0,69) / 0,0003357 \approx 7500 \text{ Ом,}$$

$$R4 \approx (E_{\text{ПИТ}} - 0,2 \cdot E_{\text{ПИТ}} - U_{\text{БЭ}}) / I_{\text{ДVT2}} = (9 - 0,2 \cdot 9 - 0,69) / 0,000373 \approx 18000 \text{ Ом,}$$

Для нахождения коэффициента усиления по напряжению выходного каскада на транзисторе VT2 необходимо учесть коэффициент включения $m_{\text{ВЫХ}}$ нагрузки и коэффициент включения $m_{\text{ВХ}}$ транзистора в контур филь-

тра $L2$, $C5$, $C6$. Определение коэффициентов включения с пересчётом соответствующих цепей к контуру основано на законе сохранения энергии на полном и пересчитанных сопротивлениях [35, 36]. На рис. 4.4 показаны эквивалентные преобразования схемы контура фильтра.

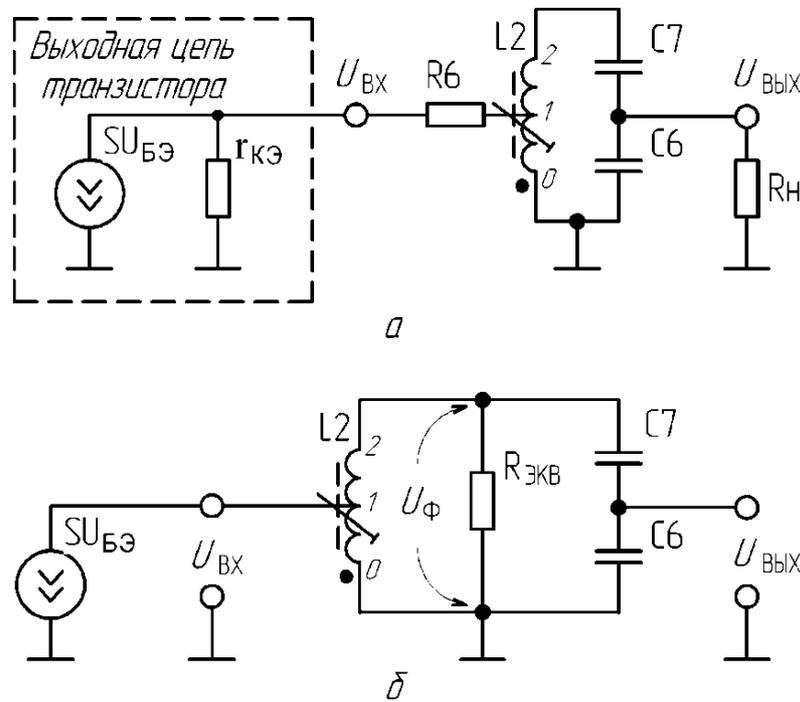


Рис. 4.4. Эквивалентные схемы контура фильтра

Мощность на нагрузке $(U_{ВЫХ})^2 / R_H$ должна оставаться равной $(U_{Ф})^2 / R_{НП}$, где $U_{Ф}$ – напряжение на полном контуре фильтра, $R_{НП}$ – пересчитанное сопротивление нагрузки. Так как $U_{ВЫХ} / U_{Ф} = m_{ВЫХ}$, имеем

$$R_{НП} = \frac{(U_{Ф})^2 \cdot R_H}{(U_{ВЫХ})^2} = \frac{R_H}{(m_{ВЫХ})^2}. \quad (4.30)$$

Так как по переменному току в схеме генератора (рис. 4.2, 4.3) выходное напряжение снимается с конденсатора $C6$, то коэффициент включения нагрузки равен:

$$m_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{Ф}} = \frac{X_{C6}}{X_{C6} + X_{C7}} = \frac{C7}{C7 + C6}. \quad (4.31)$$

При автотрансформаторном включении выходное сопротивление r_i со стороны транзистора VT2 пересчитывается:

$$R_{НП} = \frac{(U_{Ф})^2}{(U_{ВХ})^2} \cdot r_i = \frac{r_i}{(m_{ВХ})^2}. \quad (4.32)$$

Так как коэффициент включения $m_{\text{ВХ}}$ выходной цепи транзистора в контур фильтра $L2$, $C6$, $C7$ равен отношению количества витков от начала индуктивности до места включения n_{01} к общему числу витков n_{L2} индуктивности $L2$, имеем:

$$m_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\Phi}} = \frac{L_{01}}{L_{01} + L_{12}} = \frac{n_{01}}{n_{01} + n_{12}} = \frac{L_{01}}{L2} = \frac{n_{01}}{n_{L2}}. \quad (4.33)$$

Эквивалентная проводимость контура фильтра при резонансе с учётом внесённых в контур сопротивлений [35]:

$$g_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{R_{oe}} + \frac{(m_{\text{ВХ}})^2}{r_i} + \frac{(m_{\text{ВЫХ}})^2}{R_{\text{Н}}}, \quad (4.34)$$

где R_{oe} – собственное резонансное сопротивление параллельного контура:

$$R_{oe} = \rho \cdot Q,$$

ρ – характеристическое сопротивление контура:

$$\rho = \sqrt{\frac{L2}{C_{\text{КОНТ}}}} = \sqrt{\frac{0,47 \cdot 10^{-6}}{542 \cdot 10^{-12}}} = 29,45 \text{ Ом},$$

Q – добротность контура, определяемая в основном качеством катушки индуктивности $L2$ ($Q = 15$),

$$R_{oe} = 29,45 \cdot 15 \approx 442 \text{ Ом}.$$

Внутреннее выходное сопротивление r_i усилительного элемента VT1 зависит от напряжения Эрли (U_Y) и напряжения между коллектором и эмиттером:

$$r_i = R_{\text{ВЫХVT2}} + R6 \approx R_{\text{ВЫХVT2}} = r_{\text{КЭ}} = \frac{|U_Y| + |U_{\text{КЭ}}|}{I_{\text{К0VT2}}} = \frac{126 + 4,5}{0,005} = 26100 \text{ Ом}.$$

Так как сопротивление r_i намного больше сопротивления резистора $R6$, то при расчёте $R_{\text{ЭКВ}}$ величина $R6$ не учитывалась. В то же время $R6$ оказывает действие на величину коэффициента передачи напряжения от выходной цепи транзистора. Выражение для коэффициента усиления на резонансной частоте контура фильтра [36] с учётом коэффициентов вклю-

чения и действия резистора R_6 при заблокированной конденсатором C_5 обратной связи на элементе R_7 (рис. 4.2):

$$K_U = -S_{VT2} \cdot R_{HЭКВ} = -m_{ВХ} \cdot m_{ВЫХ} \cdot \frac{R_{ЭКВ}}{R_{ЭКВ} + R_6} \cdot S_{VT2} \cdot R_{ЭКВ}, \quad (4.35)$$

где S_{VT2} – крутизна характеристики передачи транзистора VT_2 :

$$S_{VT2} = 1/r_{ЭVT2} \approx I_{K0VT2}/U_T = 0,005/0,026 = 0,1923 \text{ См.}$$

При использовании обратной связи по току в цепи эмиттера крутизна усиления вычисляется как $S_{VT2} = 1/(r_{ЭVT2} + R_{ЭООС})$.

В соответствии с (4.33) при $L_{01} = L_{12}$ в катушке индуктивности L_2 коэффициент включения $m_{ВХ} = 0,5$. Для величин $C_7 = 820$ пФ и $C_6 = 1\,600$ пФ из (4.31) следует, что коэффициент включения $m_{ВЫХ} \approx 0,339$.

Используя выражение (4.34), находим эквивалентную проводимость $g_{ЭКВ}$ и эквивалентное сопротивление для нагрузки $R_H = 50$ Ом:

$$g_{ЭКВ} = \frac{1}{442} + \frac{(0,5)^2}{26100} + \frac{(0,339)^2}{50} \approx 4,57 \text{ мСм,}$$

$$R_{ЭКВ} = \frac{1}{g_{ЭКВ}} = \frac{1}{0,00457} \approx 218,8 \text{ Ом.}$$

При выбранном $R_6 = 68$ Ом коэффициент усиления на резонансной частоте контура фильтра (4.35):

$$|K_U| = 0,5 \cdot 0,339 \cdot \frac{218,8}{218,8 + 68} \cdot 0,1923 \cdot 218,8 \approx 5,44.$$

Входное сопротивление буферного каскада $Z_{ВХ}$ (рис. 4.3) желательно делать максимально возможным. Его величина зависит от номиналов параллельно подключенных по переменному току резисторов делителя R_4 , R_5 и входного сопротивления току базы транзистора $Z_{iБ}$:

$$Z_{ВХ} = j \cdot X_{C4} + Z_Y = j \cdot X_{C4} + R_4 \parallel R_5 \parallel Z_{iБ} = R_{Д} \parallel Z_{iБ} = R_{ВХ} + j \cdot X_{ВХ}.$$

Выражение для вычисления $Z_{iБ}$ в общем случае:

$$Z_{iБ} = r_{Б'} + \frac{r_{Б'Э}}{1 + j2\pi f \cdot C_0 \cdot r_{Б'Э}} + (1 + |h_{21Э}(f)|) \cdot (R_{ЭООС} + \frac{R_Э}{1 + j2\pi f \cdot C_Э \cdot R_Э}),$$

где C_0 – эквивалентная шунтирующая ёмкость транзистора:

$$C_0 = C_{Б'Э} + (1 + S_{VT2} \cdot R_{HЭКВ}) \cdot C_K;$$

$R_{\text{НЭКВ}}, S_{\text{VT2}}$ см. (4.34);

$C_{\text{К}}$ – ёмкость коллектора;

$r_{\text{Б}}$ – распределённое сопротивление вывода базы $r_{\text{Б}} = \tau_{\text{К}}/C_{\text{К}}$;

$\tau_{\text{К}}$ – постоянная времени цепи обратной связи транзистора;

$r_{\text{БЭ}}$ – активное сопротивление эмиттерного перехода базовому току

$$r_{\text{БЭ}} = (1 + h_{21Э}) \cdot r_{\text{Э}} = (1 + h_{21Э}) \cdot U_{\text{T}} / I_{\text{К0}};$$

$C_{\text{БЭ}}$ – ёмкость эмиттерного перехода транзистора $C_{\text{БЭ}} \approx 1 / (2\pi f_{\text{ГР}} \cdot r_{\text{Э}})$;

$f_{\text{ГР}}$ – граничная частота усиления транзистора;

модуль коэффициента передачи по току $|h_{21Э}(f)| = \frac{h_{21Э}}{\sqrt{1 + (h_{21Э} \frac{f}{f_{\text{ГР}}})^2}}$;

$R_{\text{Э}}$ – сопротивление резистора в цепи эмиттера ($R_{\text{Э}} = \text{R7}$);

$R_{\text{ЭООС}}$ – сопротивление резистора обратной связи по току (в схеме $R_{\text{ЭООС}} = 0$);

$C_{\text{Э}}$ – ёмкость в цепи эмиттера ($C_{\text{Э}} = \text{C5}$), параллельно подключённая к резистору $R_{\text{Э}}$.

Амплитуда напряжения на выходе автогенератора (на эмиттере VT1) связана с амплитудой напряжения на базе выражением (4.19) [14]:

$$U_{\text{Э}} = \frac{U_{\text{мБ}}}{|K_{\text{ОС}}|}.$$

Из выражения (2.58) находим

$$U_{\text{мБ}} \approx \frac{I_{\text{К0}}}{S_0 \cdot \gamma_0(\theta)} = \frac{0,58 \cdot 10^{-3}}{0,02236 \cdot 0,236} \approx 0,11 \text{ В}.$$

Тогда $U_{\text{Э}} = 0,11 / 0,5 = 0,22 \text{ В}$.

При выполнении условия $R_{\text{ВХ}} \geq 10 \cdot |X_{\text{ЭК}}| = 1 / (2\pi f \cdot C_{\text{ЭК}}) = 10 \cdot 33,8 = 338 \text{ Ом}$ амплитудное значение выходного напряжения генератора на нагрузке может составить $U_{\text{Н}} = U_{\text{Э}} \cdot |K_{\text{У}}| = 0,22 \cdot 5,44 \approx 1,2 \text{ В}$. При заданном $U_{\text{Н}}$ следует корректировать коэффициент усиления буферного усилителя $K_{\text{У}}$. Изменение $K_{\text{У}}$ можно произвести изменением S_{VT2} , меняя ток $I_{\text{К0VT2}}$ или используя в схеме отрицательную обратную связь (например, ввести элемент $R_{\text{ЭООС}}$), или применяя усилительный каскад по другой схеме.

Расчёт схемы КГ закончен. По данным расчёта можно оформить в соответствии с ЕСКД схему электрическую принципиальную и перечень элементов КГ.

5. ТЕМЫ ИНДИВИДУАЛЬНЫХ ЗАДАНИЙ

С целью закрепления теоретического материала ниже даны задания с вариантами для самостоятельного выполнения обучающимися. При расчётах и построениях графиков желательно пользоваться программными средствами, например такими, как программное приложение для математических и инженерных вычислений «Mathcad».

5.1. ВЫБОР УГЛА СРЕЗА КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ГЕНЕРАТОРА

Температурная стабильность кварцевых резонаторов оценивается температурно-частотной характеристикой кварцевого резонатора – кривой, характеризующей изменение частоты резонатора в зависимости от изменения температуры [13]. Вид ТЧХ кварцевого резонатора АТ-среза зависит от выбранного угла среза пластины резонатора. Одной из задач при производстве кварцевого генератора на заданный температурный диапазон эксплуатации является выбор угла среза кварцевого резонатора для генератора. Для различных диапазонов рабочих температур или температур термостатирования можно выбрать оптимальный угол среза (см. пункт 1.6). Для простого генератора оптимальным углом среза для заданного интервала температур является угол среза кварцевой пластины, если ТЧХ такого кварцевого резонатора имеет минимальное отклонение частоты в данном интервале температур. Для термостатируемого генератора резонатором с оптимальным углом среза является резонатор с экстремумом ТЧХ, лежащим выше верхней границы температуры эксплуатации на значение, оптимальное для выбранной конструкции термостата с терморегулятором (см. пункт 2.3).

Цель задания: выбрать угол среза кварца для АТ-резонатора, оптимальный для заданного диапазона температур эксплуатации и/или температуры термостатирования.

Для выполнения задания для термостатированного кварцевого генератора температура стабилизации должна быть выбрана на 5...7 градусов выше верхней границы температурного диапазона эксплуатации. Для вычисления ТЧХ резонатора АТ-среза используйте уравнения (2.66), (2.67), табл. 2.6 из пункта 2.4 или уравнения и данные из [13]. Варианты задания приведены в табл. 5.1.

Варианты заданий для выбора угла среза АТ-резонатора

Номер варианта	Диапазон температур эксплуатации, °С	Тип кварцевого генератора
1	-10...+45	простой
2	-10...+45	термостатированный
3	-55...+75	простой
4	-55...+75	термостатированный
5	-60...+60	простой
6	-60...+60	термостатированный
7	-20...+50	простой
8	-20...+50	термостатированный
9	-50...+65	простой
10	-50...+65	термостатированный
11	-60...+80	простой
12	-60...+80	термостатированный
13	+10...+40	простой
14	+10...+40	термостатированный
15	0...+50	простой
16	0...+55	термостатированный
17	-40...+70	простой
18	-40...+70	термостатированный
19	-10...+60	простой
20	-10...+58	термостатированный
21	-60...+85	простой
22	-50...+85	термостатированный
23	-20...+70	простой
24	-20...+68	термостатированный
25	-30...+80	простой
26	-30...+77	термостатированный

Отчёт выполненного задания должен содержать:

- исходные данные, соответствующие варианту;
- расчёт коэффициентов степенного ряда третьего порядка для аппроксимации ТЧХ;
- уравнение ТЧХ;

- график ТЧХ;
- построения на графике и выводы, доказывающие, что выбранный угол среза оптимален для заданного температурного диапазона и заданного типа генератора, с указанием температур экстремума, максимального отклонения частоты в области температур между экстремумами и максимального отклонения частоты в рабочем диапазоне температур эксплуатации резонатора.

5.2. РАЗРАБОТКА И РАСЧЁТ СХЕМЫ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ЁМКОСТИ

Для оперативного изменения частоты кварцевого генератора наиболее часто применяют электронно-управляемую ёмкость. Изменение величины данной ёмкости должно приводить к следующим результатам в зависимости от назначения и выполняемых задач:

- к коррекции частоты от долговременных уходов частоты от номинального значения;
- к компенсации отклонения частоты от изменения температуры резонатора и генератора в целом;
- к сдвигу частоты относительно номинального значения при формировании частотно-манипулированного сигнала;
- к управляемому отклонению частоты.

Цель задания: рассчитать и спроектировать схему управляющей ёмкости с выбором элементов для коррекции или компенсации отклонения частоты от изменения температуры резонатора в диапазоне температур и с углом среза кварцевой пластины АТ-резонатора (по варианту задания 5.1). Для простого генератора должен быть обеспечен диапазон перестройки частоты, достаточный для компенсации отклонения частоты от изменения температуры в диапазоне эксплуатации (см. табл. 5.1). Для термостатированного генератора необходимо обеспечить диапазон коррекции частоты $\pm\Delta F_k$, указанный в табл. 5.2.

Расчёт и построение графика требуемого изменения ёмкости управляющей схемы проводить в соответствии с уравнениями (1.17) и (2.68)–(2.71), приведёнными в подпункте 2.4.1. Температурные коэффициенты ёмкостей указаны в подпункте 2.4.1 и в [2]. Необходимые для расчёта данные динамической и статической ёмкостей АТ-резонатора и значения частоты приведены в табл. 5.2.

Варианты заданий с параметрами кварцевого АТ-резонатора

Номер варианта	Частота последовательного резонанса, f_1 , Гц	Номинальная частота генерации, $f_{1\Delta}$, Гц	Диапазон коррекции частоты, $\pm\Delta F_K$, ppm	Динамическая ёмкость, $C1_{KB}$, Ф	Статическая ёмкость, $C0_{KB}$, Ф
1	19 985 725	20 000 000	–	$17,52 \cdot 10^{-15}$	$4,26 \cdot 10^{-12}$
2	9 995 271	10 000 000	± 2	$9,74 \cdot 10^{-15}$	$2,29 \cdot 10^{-12}$
3	19 987 576	20 000 000	–	$17,92 \cdot 10^{-15}$	$4,41 \cdot 10^{-12}$
4	9 996 122	10 000 000	± 5	$9,508 \cdot 10^{-15}$	$2,25 \cdot 10^{-12}$
5	19 988 802	20 000 000	–	$18,28 \cdot 10^{-15}$	$4,31 \cdot 10^{-12}$
6	9 996 616	10 000 000	± 4	$9,67 \cdot 10^{-15}$	$2,28 \cdot 10^{-12}$
7	19 990 750	20 000 000	–	$17,87 \cdot 10^{-15}$	$4,305 \cdot 10^{-12}$
8	9 997 175	10 000 000	± 8	$9,76 \cdot 10^{-15}$	$2,27 \cdot 10^{-12}$
9	19 992 754	20 000 000	–	$17,56 \cdot 10^{-15}$	$4,22 \cdot 10^{-12}$
10	9 997 732	10 000 000	± 1	$10,102 \cdot 10^{-15}$	$2,26 \cdot 10^{-12}$
11	19 994 748	20 000 000	–	$18,07 \cdot 10^{-15}$	$4,39 \cdot 10^{-12}$
12	9 998 414	10 000 000	± 3	$10,252 \cdot 10^{-15}$	$2,3 \cdot 10^{-12}$
13	19 996 704	20 000 000	–	$17,88 \cdot 10^{-15}$	$4,226 \cdot 10^{-12}$
14	9 999 046	10 000 000	± 4	$9,97 \cdot 10^{-15}$	$2,26 \cdot 10^{-12}$
15	2 999 9125	30 000 000	–	$6,07 \cdot 10^{-15}$	$4,03 \cdot 10^{-12}$
16	4 999 521	5 000 000	$\pm 2,5$	$20,26 \cdot 10^{-15}$	$5,62 \cdot 10^{-12}$
17	9 997 153	10 000 000	–	$9,598 \cdot 10^{-15}$	$2,14 \cdot 10^{-12}$
18	49 999 234	50 000 000	$\pm 5,5$	$0,473 \cdot 10^{-15}$	$3,427 \cdot 10^{-12}$
19	10 912 120	10 913 000	–	$17,478 \cdot 10^{-15}$	$3,72 \cdot 10^{-12}$
20	39 999 736	40 000 000	± 3	$1,469 \cdot 10^{-15}$	$3,416 \cdot 10^{-12}$
21	10239 217	10 240 000	–	$26,406 \cdot 10^{-15}$	$5,395 \cdot 10^{-12}$
22	16 408 661	16 410 000	± 10	$15,661 \cdot 10^{-15}$	$3,29 \cdot 10^{-12}$
23	13 332 508	13 335 000	–	$16,636 \cdot 10^{-15}$	$3,41 \cdot 10^{-12}$
24	49 241 575	49 243 000	$\pm 3,5$	$1,267 \cdot 10^{-15}$	$3,29 \cdot 10^{-12}$
25	10 912 114	10 915 000	–	$17,53 \cdot 10^{-15}$	$3,67 \cdot 10^{-12}$
26	127 266 130	127 267 000	$\pm 2,5$	$0,336 \cdot 10^{-15}$	$4,66 \cdot 10^{-12}$

В табл. 5.2 нечётные варианты заданий соответствуют расчёту управляющей ёмкости для компенсации температурных отклонений частоты в диапазоне температур эксплуатации (см. табл. 5.1), а чётные – для коррекции частоты.

При расчётах схемы для термостатируемого генератора (чётные варианты) следует учитывать, что в рабочем режиме температура резонатора практически равна температуре экстремума ТЧХ резонатора с точностью не хуже $\pm 1^\circ\text{C}$.

Отчёт выполненного задания должен содержать:

- исходные данные, соответствующие варианту;
- расчёт величины ёмкости C_y , величины необходимого управляемого отклонения $\pm\Delta C_y$, граничные значения величины ёмкости (максимальная и минимальная);
- график изменения управляющей ёмкости в зависимости от температуры резонатора для простого генератора в соответствии с (2.70), используя (2.66);
- график изменения частоты генерации от изменения управляющей ёмкости для термостатированного генератора в соответствии с (2.68), используя (2.70) и (2.66);
- разработанную и рассчитанную схему управляющей ёмкости с номинальными значениями параметров элементов и выбранной номенклатурой резисторов, конденсаторов, варикапов и других используемых при необходимости элементов.

Примером разработки и расчёта может служить приведённый в пункте 2.4 расчёт схемы управляющей ёмкости.

Примечание 1. Разработанная по данному заданию схема управляющей ёмкости не учитывает реактивное сопротивление со стороны схемы автогенератора. Для компенсации реакции на подключение автогенератора может потребоваться коррекция ёмкостей в схеме управляющей ёмкости или установка дополнительной корректирующей катушки индуктивности последовательно к резонатору и управляющей ёмкости.

Примечание 2. При практическом применении может потребоваться коррекция параметров элементов схемы управляющей ёмкости из-за неточного соответствия температурных коэффициентов параметрам конкретной конструкции резонатора.

5.3. РАЗРАБОТКА И РАСЧЁТ СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Необходимость в разработке схемы автогенератора практически всегда присутствует при проектировании радиопередающих и радиоприёмных устройств. Автогенератор в схемах указанных устройств может выполнять функции опорного генератора, гетеродина на заданную частоту,

ГУН, генератора с непосредственной частотной модуляцией или манипуляцией и др. Практические примеры схем автогенераторов различного назначения можно найти в специальной литературе, патентах, описаниях схем радиопередающих, радиоприёмных, измерительных и др. устройств [10, 11, 13, 31, 37, 38], много практических схем автогенераторов приведено в [14]. С современными тенденциями построения источников опорной частоты можно ознакомиться, изучив материалы международных конференций и симпозиумов специалистов данной отрасли (например труды участников ежегодных симпозиумов по контролю частоты «Frequency Control Symposium» и ежегодной европейской конференции по контролю частоты и времени «European Frequency and Time Forum»). При освоении азов проектирования автогенераторов следует применять известные схемы, но всегда возникает необходимость придать схеме требуемые параметры, соответствующие конкретному техническому заданию. Следует оптимизировать параметры элементов схемы к требуемому диапазону частот, к применяемому кварцевому резонатору, к применяемым элементам резонансного контура, к заданной величине нагрузки, к заданной величине напряжения питания.

Цель задания: произвести выбор схемы автогенератора, функционально удовлетворяющей требованиям поставленной задачи, доработать схему или разработать необходимые электрические цепи, рассчитать схему, произвести выбор элементов и оформить конструкторские документы на проектирование.

Поставленная задача может предполагать разные уровни выполнения. В рамках расчётно-графической работы достаточно представить выбранную схему и её расчёт с вычислением параметров элементов схемы. В рамках курсового и дипломного проектирования достаточным уровнем может считаться проект с выбором и обоснованием схемы на основе анализа собранных данных и требований задания, расчёт схемы с вычислением параметров элементов схемы, создание конструкторских документов: схемы электрической принципиальной с перечнем элементов, чертежа общего вида генератора или сборочного чертежа со спецификацией. В рамках выпускной работы проектирование автогенератора может составить только часть от общего объёма работы, или выпускная работа может быть посвящена только проектированию и исследованию генератора. Например, проектирование термостатированного или термокомпенсированного генерато-

ра с соответствующими устройствами терморегуляторов, термокомпенсирующих устройств и конструкций; проектирование вспомогательной оснастки и оборудования, необходимого при производстве и наладке изделия и т. п. При этом желательно дополнить работу анализом информации в статьях последних лет изданий по технике генерирования, обоснованием выбора компонентов для схемы, описанием разработки печатной платы генератора и конструкции, результатами моделирования и по возможности результатами экспериментальных исследований.

При разработке автогенератора в составе проектируемого радиопередающего или радиоприёмного устройства необходимые выходные параметры автогенератора могут зависеть от следующих факторов: значений частотных диапазонов приёмопередающего устройства, значений промежуточных частот, наличия в устройстве синтезаторов частоты, требований к стабильности излучаемой частоты, к стабильности частоты опорных гетеродинов, к побочным излучениям и др. При этом для того чтобы сформировать требования к автогенератору, требуется проведение дополнительной работы по их обоснованию. Студенту сформированные, обоснованные им требования необходимо согласовать с руководителем. В табл. 5.3 даны индивидуальные варианты заданий с минимумом необходимых основных данных для проектирования. **Для кварцевых генераторов (чётные варианты в табл. 5.3) недостающие данные по кварцевому резонатору (f_1 – частота последовательного резонанса, $C1$ – динамическая ёмкость, $C0$ – статическая ёмкость) следует брать из табл. 5.2 соответственно варианту.**

Задание выполняется поэтапно. На первом этапе студент должен сделать обоснованный выбор электрической схемы генератора и его основных компонентов, затем представить преподавателю для утверждения. После проверки и утверждения схемы генератора преподавателем студент приступает к расчёту и дальнейшему проектированию.

Варианты заданий для расчёта и проектирования схемы автогенератора

Номер варианта	Генератор	Выходная частота генерации или диапазон выходных частот, кГц	Диапазон коррекции частоты, $\pm\Delta F_k$, ppm	Диапазон рабочих температур, °С	Амплитуда выходного сигнала, мВ на нагрузке, Ом	Ток потребления, мА (не более). Напряжение питания, В
1	Управляемый LC-генератор	1 800...2 000	–	–10...+45	500±100 мВ, 1 000 Ом	10 мА, 9 В
2	Кварцевый автогенератор для ТСКГ	10 000,0	±2	–10...+45	750±250 мВ, 50 Ом	15 мА, 12 В
	$R_{кв}$, Ом 4,52					
3	Управляемый LC-генератор	23 000...27 000	–	–55...+75	500±200 мВ, 300 Ом	15 мА, 9 В
4	Кварцевый автогенератор для ТСКГ	10 000,0	±5	–55...+75	250±50 мВ, 50 Ом	10 мА, 5 В
	$R_{кв}$, Ом 6,44					
5	Управляемый LC-генератор	1 600...1 950	–	–60...+60	1 000±200 мВ, 600 Ом	10 мА, 5 В
6	Кварцевый автогенератор для ТСКГ	10 000,0	±4	–60...+60	350±50 мВ, 50 Ом	12 мА, 6 В
	$R_{кв}$, Ом 4,79					
7	Управляемый LC-генератор	41 000...48 000	–	–20...+50	1 500±200 мВ, 1 000 Ом	12 мА, 12 В

Номер варианта	Генератор		Выходная частота генерации или диапазон выходных частот, кГц	Диапазон коррекции частоты, $\pm\Delta F_k$, ppm	Диапазон рабочих температур, °С	Амплитуда выходного сигнала, мВ на нагрузке, Ом	Ток потребления, mA (не более). Напряжение питания, В
	$R_{кв}$, Ом	$P_{кв}$, мкВт					
8	Кварцевый автогенератор для ТСКГ		10 000,0	± 8	-20...+50	800 \pm 50 мВ, 100 Ом	15 мА, 9 В
	5,4	55					
9	Управляемый LC-генератор		65 900...74 000	-	-50...+65	1 000 \pm 100 мВ, 50 Ом	20 мА, 12 В
10	Кварцевый автогенератор для ТСКГ		10 000,0	± 1	-50...+65	200 \pm 20 мВ, 50 Ом	8 мА, 5 В
	6,35	65					
11	Управляемый LC-генератор		11 165,0 \pm 30,0	-	-60...+80	400 \pm 40 мВ, 300 Ом	6 мА, 5 В
12	Кварцевый автогенератор для ТСКГ		10 000,0	± 3	-60...+80	500 \pm 50 мВ, 50 Ом	12 мА, 9 В
	5,12	55					
13	Управляемый LC-генератор		87 500...108 000	-	+10...+40	1 500 \pm 200 мВ, 300 Ом	20 мА, 12 В
14	Кварцевый автогенератор для ТСКГ		10 000,0	± 4	+10...+40	600 \pm 100 мВ, 75 Ом	30 мА, 9 В
	5,28	90					

Продолжение табл. 5.3

Номер варианта	Генератор	Выходная частота генерации или диапазон выходных частот, кГц	Диапазон коррекции частоты, $\pm\Delta F_k$, ppm	Диапазон рабочих температур, °С	Амплитуда выходного сигнала, мВ на нагрузке, Ом	Ток потребления, мА (не более). Напряжение питания, В
15	Управляемый LC-генератор	26 945...27 860	–	0...+50	150±15 мВ, 75 Ом	5 мА, 5 В
16	Кварцевый автогенератор для ТСКГ	5 000,0	±2,5	0...+50	200±10 мВ, 50 Ом	4 мА, 5 В
	$R_{кв}$, Ом					
	7,2	90				
17	Управляемый LC-генератор	16 500...24 500	–	–40...+70	600±100 мВ, 1000 Ом	8 мА, 8 В
18	Кварцевый автогенератор для ТСКГ	50 000,0	±5,5	–40...+70	300±50 мВ, 75 Ом	12 мА, 9 В
	$R_{кв}$, Ом					
	44,7	200				
19	Управляемый LC-генератор	88 000...100 000	–	–10...+60	500±50 мВ, 75 Ом	18 мА, 9 В
20	Кварцевый автогенератор для ТСКГ	40 000,0	±3	–10...+60	350±50 мВ, 200 Ом	20 мА, 5 В
	$R_{кв}$, Ом					
	27,5	100				
21	Управляемый LC-генератор	100 000...108 000	–	–60...+85	500±50 мВ, 50 Ом	20 мА, 9 В

Номер варианта	Генератор		Выходная частота генерации или диапазон выходных частот, кГц	Диапазон коррекции частоты, $\pm\Delta F_{\text{к}}$, ppm	Диапазон рабочих температур, °С	Амплитуда выходного сигнала, мВ на нагрузке, Ом	Ток потребления, мА (не более). Напряжение питания, В
22	Кварцевый автогенератор для ТСКГ		16 410,0	± 10	-60...+85	750 \pm 75 мВ, 50 Ом	12 мА, 10 В
	$R_{\text{кв}}$, Ом 4,0	$P_{\text{кв}}$, мкВт 25					
23	Управляемый LC-генератор		118 000...136 975	–	-20...+70	500 \pm 100 мВ, 50 Ом	15 мА, 10 В
24	Кварцевый автогенератор для ТСКГ		49 243,0	$\pm 3,5$	-20...+70	300 \pm 50 мВ, 50 Ом	8 мА, 10 В
	$R_{\text{кв}}$, Ом 15,8	$P_{\text{кв}}$, мкВт 25					
25	Управляемый LC-генератор		156 000...171 000	–	-30...+80	350 \pm 50 мВ, 50 Ом	20 мА, 5 В
26	Кварцевый автогенератор для ТСКГ		127 267,0	$\pm 2,5$	-30...+80	250 \pm 25 мВ, 50 Ом	12 мА, 6 В
	$R_{\text{кв}}$, Ом 50,4	$P_{\text{кв}}$, мкВт 40					

Варианты индивидуальных заданий могут быть скорректированы по согласию между руководителем и студентом в случае работы студента над проектированием устройств(-ва), составной частью которых(-го) является автогенератор.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящем учебном пособии изложены сведения о кварцевых резонаторах и автогенераторах, необходимые для усвоения теории и практики разработки источников высокостабильных электрических колебаний. Приведены основы теории генерирования. Показаны вывод уравнения автогенератора, условия баланса амплитуд и баланса фаз. Даны примеры использования указанных соотношений в задачах анализа работы и расчёта кварцевых автогенераторов.

Представлена информация о способах повышения температурной стабильности кварцевых генераторов, о построении схем управляемых и частотно-модулированных кварцевых автогенераторов. Приведены примеры расчёта LC-автогенератора и кварцевого генератора. Даны вопросы для проверки усвоенных знаний и практические задания для проработки изучаемого материала.

Изложен порядок построения и анализа простейших моделей электрических схем резонаторов и автогенераторов, дан пример синтеза термокомпенсирующего устройства.

Особо следует подчеркнуть, что в пособии приведен пример методики разработки схемы кварцевого автогенератора, отталкивающейся при расчёте от заданной мощности рассеивания на кварцевом резонаторе. Это важно при разработке кварцевых генераторов с хорошей долговременной стабильностью частоты.

Рассмотрены устройства генерирования достаточно узкого диапазона частот. Студентам и выпускникам, желающим расширить свои знания по технике генерирования опорных сигналов, рекомендуется воспользоваться приведённым библиографическим списком, а также обратиться к трудам ежегодных научных симпозиумов и форумов, посвящённых стабилизации частоты, проводимых Международной ассоциацией специалистов в области техники (IEEE).

Развитие радиосвязи часто приводит к смене применяемых технических решений. Например, всё меньше используются устройства связи с аналоговыми способами модуляции, во многих узлах аналоговая фильтрация заменяется цифровыми способами. Внедряются в производство генераторы на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС). Но задачи, связанные с получением высокостабильных колебаний, становятся только более насущными. Кварцевые резонаторы, имеющие беспрецедентно высокие уровни добротности, и генераторы на их основе будут востребованы ещё очень долго, если не всегда.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сивухин, Д. В. Электричество : учеб. пособие / Д. В. Сивухин. – 2-е изд., испр. – М. : Наука, 1983. – 688 с. – (Общий курс физики).
2. Пьезоэлектрические резонаторы : справочник / В. Г. Андросова [и др.] ; под ред. П. Е. Кандыбы и П. Г. Позднякова. – М. : Радио и связь, 1992. – 392 с.
3. Малов, В. В. Пьезорезонансные датчики / В. В. Малов. – М. : Энергоатомиздат, 1989. – 272 с.
4. Най, Дж. Физические свойства кристаллов и их описание при помощи тензоров и матриц / Дж. Най. – 2-е изд. – М. : Мир, 1967. – 385 с.
5. Смагин, А. Г. Пьезоэлектричество кварца и кварцевые резонаторы / А. Г. Смагин, М. И. Ярославский. – М. : Энергия, 1970. – 488 с.
6. Vig, J. R. Quartz crystal resonators and oscillators. For frequency control and timing applications : A tutorial / J. R. Vig. – USA, NS : Development & Engineering Center Fort Monmouth, 2000. – 493 p.
7. Lepetaev, A. N. Numerically-analytical calculation method for vibration amplitude distributions of inharmonic modes of double rotated cuts thickness-shear resonators / A. N. Lepetaev, I. V. Khomenko, A. V. Kosykh // Proceedings of 2007 IEEE Ultrasonics Symposium. – New York : Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007. – P. 1393–1396.
8. Лепетаев, А. Н. Модель собственных колебаний сдвига по толщине для пьезокварцевых пластин резонаторов одно- и двухповоротных срезов / А. Н. Лепетаев, И. В. Хоменко, А. В. Косых // Омский научный вестник. – 2012. – № 3 (113). – С. 314–319.
9. Хоменко, И. В. Результаты исследования термостатированного кварцевого генератора с двухмодовым возбуждением резонатора ТД-среза на численно-аналитической модели / И. В. Хоменко // Омский научный вестник. – 2008. – № 3 (70). – С. 115–121.
10. Шитиков, Г. Т. Стабильные генераторы метровых и дециметровых волн / Г. Т. Шитиков. – М. : Радио и связь, 1983. – 256 с.
11. Шитиков, Г. Т. Высокостабильные кварцевые автогенераторы / Г. Т. Шитиков, П. Я. Цыганков, О. М. Орлов. – М. : Советское радио, 1974. – 376 с.
12. Плонский, А. Ф. Кварцевые резонаторы / А. Ф. Плонский // Масовая радиобиблиотека. – Вып. 195. – М. : Государственное энергетическое издательство, 1954. – 96 с.

13. Альтшуллер, Г. Б. Экономичные миниатюрные кварцевые генераторы / Г. Б. Альтшуллер, Н. Н. Елфимов, В. Г. Шакулин. – М. : Связь, 1979. – 160 с.
14. Альтшуллер, Г. Б. Кварцевые генераторы : справ. пособие / Г. Б. Альтшуллер, Н. Н. Елфимов, В. Г. Шакулин. – М. : Радио и связь, 1984. – 232 с.
15. Пат. № 2463700 RU. Терморегулятор термостатированного генератора и способ настройки данного терморегулятора / И. В. Хоменко (RU). – № 2011115574 ; зарег. в Гос. реестре изобр. РФ 10.10.2012. – 8 с.
16. ГОСТ Р МЭК 60122-1-2009. Резонаторы оцениваемого качества кварцевые. Ч. 1. Общие технические условия. Введ. 2011-01-01. – М. : Стандартинформ, 2010. – 27 с.
17. Плонский, А. Ф. Транзисторные автогенераторы метровых волн, стабилизированные на механических гармониках кварца / А. Ф. Плонский, В. А. Медведев, Л. Л. Якубец-Якубчик. – М. : Связь, 1969. – 208 с.
18. Евтянов, С. И. Радиопередающие устройства / С. И. Евтянов. – М. : Связьиздат, 1950. – 644 с.
19. Дегтярь, Г. А. Устройства генерирования и формирования сигналов : учеб. пособие / Г. А. Дегтярь. – 2-е изд., перераб. и доп. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2007. – 998 с.
20. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / В. В. Шахгильдян [и др.] ; под. ред. В. В. Шахгильдяна. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1990. – 432 с.
21. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / под. ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина. – М. : Радио и связь, 1982. – 408 с.
22. Альтшуллер, Г. Б. Кварцевая стабилизация частоты / Г. Б. Альтшуллер. – М. : Связь, 1974. – 272 с.
23. Петров, Б. Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах : учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / Б. Е. Петров, В. А. Романюк. – М. : Высш. шк. – 1989. – 232 с.
24. Parzen, B. Design of crystal and other harmonic oscillators / Benjamin Parzen. – New York : A Wiley-Interscience Publication Copyright 1983 by John Wiley & Sons, Inc., 1983. – 454 p.
25. ГОСТ 27124-86. Резонаторы пьезоэлектрические производственно-технического назначения и для бытовой радиоэлектронной аппаратуры. Введ. 1988-01-01. – М. : Изд-во стандартов, 1987. – 7 с.

26. Богуславский, С. В. Современная методика анализа и расчёта кварцевых генераторов / С. В. Богуславский, В. П. Литвинов // Научн.-техн. конф. «Пьезо-2008» : сб. тр. – М. : Тривант, 2008. – стр. 57–63.
27. Salt, D. *Hy-Q handbook Quartz Crystal Devices* / D. Salt. – Van Nostrand Reinhold (UK) Co. Ltd / Printed in Great Britain by T. J. Press (Padstow) Ltd Padstow, Cornwall, 1987. – 230 p.
28. Войшвилло, Г. В. Усилительные устройства : учеб. для вузов / Г. В. Войшвилло. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1983. – 264 с.
29. Атабеков, Г. И. Теоретические основы электротехники : в 2 ч. Ч.1. Линейные электрические цепи / Г. И. Атабеков. – 4-е изд. – М. : Энергия, 1970. – 592 с.
30. Альтшуллер, Г. Б. Управление частотой кварцевых генераторов / Г. Б. Альтшуллер. – М. : Связь, 1969. – 280 с.
31. Альтшуллер Г. Б. Управление частотой кварцевых генераторов / Г. Б. Альтшуллер. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Связь, 1975. – 304 с.
32. Жуховицкая, В. П. Транзисторные автогенераторы : учеб. пособие / под ред. Н. Н. Удалова. – М. : МЭИ, 1989. – 82 с.
33. Ельцов, А. К. Устройства генерирования и формирования сигналов : учеб. пособие / А. К. Ельцов, А. Б. Ионов, И. В. Хоменко. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2011. – 84 с.
34. Диоды : справочник / О. П. Григорьев [и др.]. – М. : Радио и связь, 1990. – 336 с.
35. Головин, О. В. Радиоприёмные устройства : учеб. для техникумов / О. В. Головин. – М. : Высш. шк., 1987. – 440 с.
36. Ушаков, В. Н. Основы радиоэлектроники и радиотехнические устройства : учеб. пособие для радиотехнических вузов / В. Н. Ушаков. – М. : Высш. шк., 1976. – 424 с.
37. Дворников, А. А. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических волнах / А. А. Дворников, В. И. Огурцов, Г. М. Уткин. – М. : Радио и связь, 1983. – 136 с.
38. Левин, В. А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / В. А. Левин, В. Н. Малиновский, С. К. Романов. – М. : Радио и связь, 1989. – 232 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Математическая модель электрической схемы кварцевого резонатора

Параметры кварцевого резонатора:

$$C0 \equiv 2.264 \cdot 10^{-12} \quad C1 \equiv 9.655 \cdot 10^{-15} \quad L1 \equiv 26.244 \cdot 10^{-3} \quad R1 \equiv 4.94 \quad Q \equiv 333740$$
$$j := \sqrt{-1}$$

Проводимости кварцевого резонатора:

$$Y_{kp} := \frac{1}{R1 + j \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 ;$$

$$G_{kp} := \frac{R1}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} ;$$

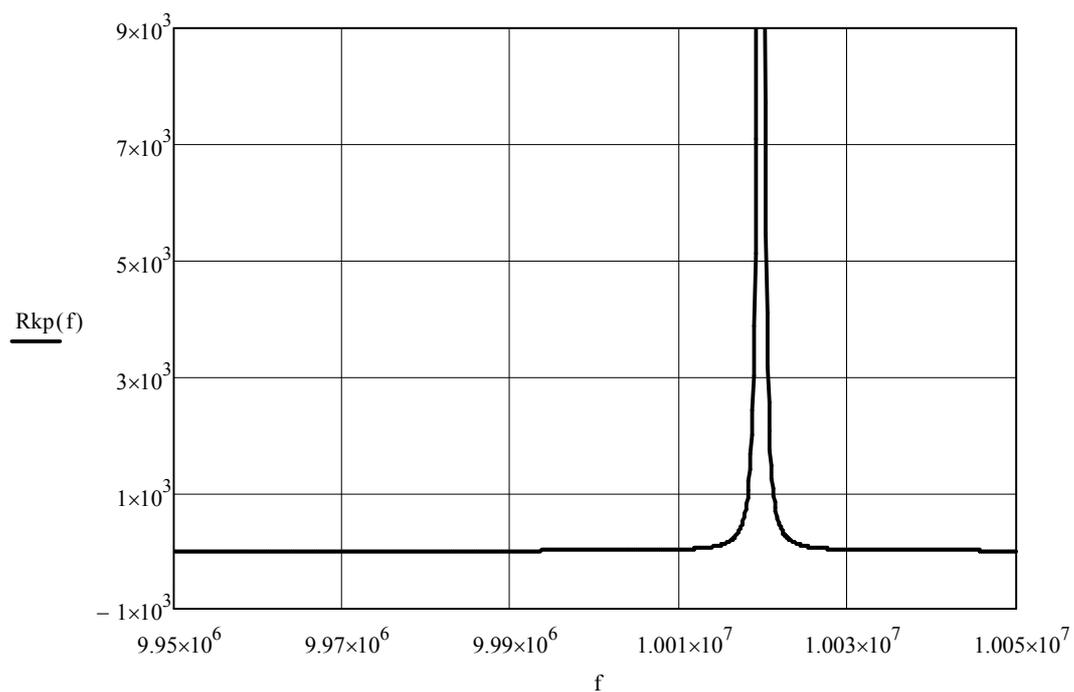
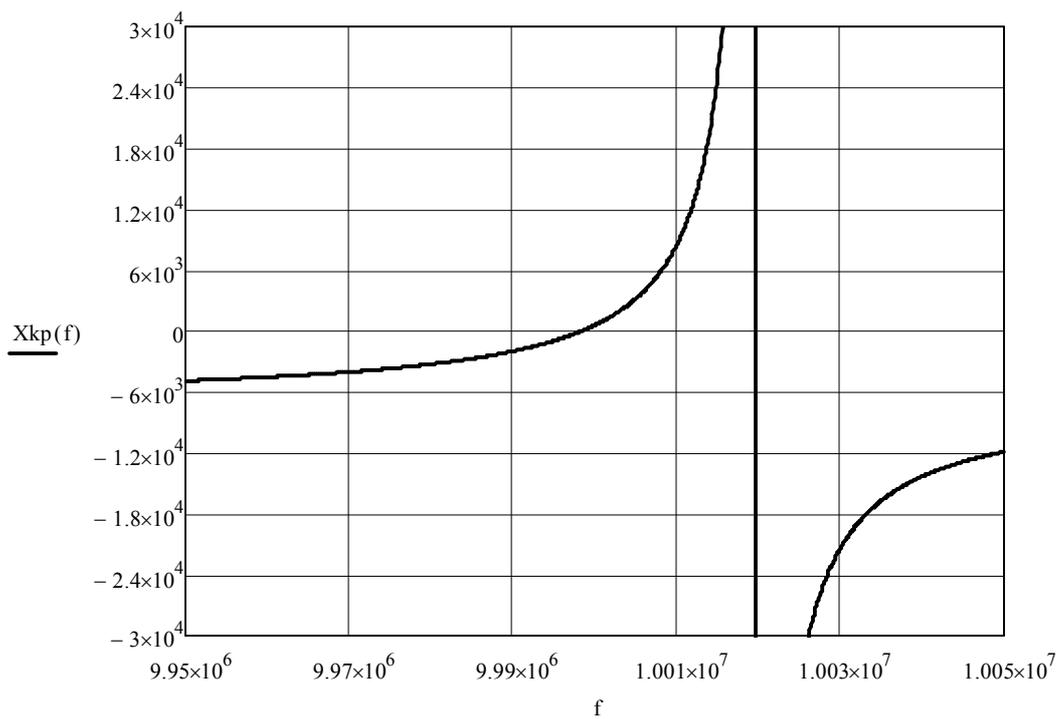
$$B_{kp} := \frac{-\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 ;$$

Сопровождающие кварцевого резонатора:

$$Z_{kp}(f) := \frac{1}{\left[\frac{R1}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} \right] + j \cdot \left[\frac{-\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 \right]} ;$$

$$R_{kp}(f) := \frac{\frac{R1}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2}}{\left[\frac{R1}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} \right]^2 + \left[\frac{-\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 \right]^2} ;$$

$$X_{kp}(f) := \frac{\left[\frac{\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} + (-2) \cdot \pi \cdot f \cdot C0 \right]}{\left[\frac{R1}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} \right]^2 + \left[\frac{-\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)}{R1^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \right)^2} + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C0 \right]^2}$$



Резонансные частоты:

$$\text{root}(X_{kp}(f), f, 9998000, 10002000) = 9.998365 \times 10^6 ;$$

$$\text{root}(X_{kp}(f), f, 10010000, 10040000) = 1.001966 \times 10^7 .$$

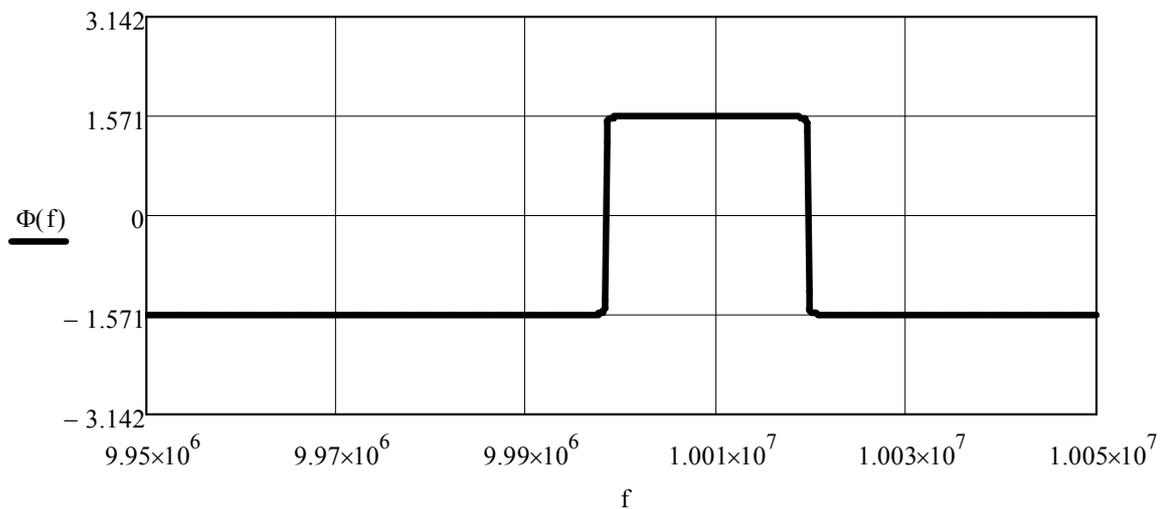
Значения активного сопротивления на резонансных частотах:

$$R_{kp}(9.998365 \cdot 10^6) = 4.940094 ;$$

$$R_{kp}(1.001966 \cdot 10^7) = 9.864945 \times 10^6 .$$

Фазочастотная характеристика кварцевого резонатора:

$$\Phi(f) := \text{atan} \left(\frac{X_{kp}(f)}{R_{kp}(f)} \right)$$



ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Математическая модель электрической схемы кварцевого генератора

Параметры кварцевого резонатора:

$$C_0 \equiv 2.264 \cdot 10^{-12}; \quad C_{kp} \equiv 9.655 \cdot 10^{-15}; \quad L_{kp} \equiv 26.244 \cdot 10^{-3};$$

$$R_{kp} \equiv 4.94; \quad Q \equiv 333740; \quad f_1 \equiv 9998.4 \cdot 10^3.$$

Параметры транзистора:

$$C_k \equiv 1.2 \cdot 10^{-12}; \quad C_{be} \equiv 2 \cdot 10^{-12}; \quad r_b \equiv 100; \quad r_{be} \equiv 6292.$$

Параметры элементов схемы:

$$C_y \equiv 30 \cdot 10^{-12} \quad C_1 \equiv 750 \cdot 10^{-12} \quad C_2 \equiv 820 \cdot 10^{-12} \quad C_3 \equiv 750 \cdot 10^{-12}$$

$$C_P \equiv 10 \cdot 10^{-12} \quad C_H \equiv 5 \cdot 10^{-12} \quad R_1 \equiv 5100 \quad R_2 \equiv 5100$$

$$R_3 \equiv 22000 \quad R_4 \equiv 1100 \quad R_5 \equiv 330 \quad R_H \equiv 10000$$

Вывод полного сопротивления между базой и эмиттером Z_{be} :

Активная часть общего сопротивления r_{be} и C_{be} :

$$a(f) := \frac{r_{be}}{1 + (r_{be} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{be})^2};$$

Реактивная часть общего сопротивления r_{be} и C_{be} :

$$b(f) := \frac{-(r_{be})^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{be}}{1 + (r_{be} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{be})^2};$$

Учитываем объёмное сопротивление базы:

$$a_1(f) := a(f) + r_b;$$

$$a_2(f) := \frac{a_1(f)}{(a_1(f))^2 + (b(f))^2};$$

$$b_1(f) := \frac{-b(f)}{(a_1(f))^2 + (b(f))^2}.$$

Учитываем ёмкость конденсатора C_1 :

$$b_2(f) := b_1(f) + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1;$$

Вещественная часть сопротивления Z_{be} :

$$R_{be}(f) := \frac{a_2(f)}{(a_2(f))^2 + (b_2(f))^2} ;$$

Реактивная часть сопротивления Z_{be} :

$$X_{be}(f) := \frac{-b_2(f)}{(a_2(f))^2 + (b_2(f))^2} ;$$

Вывод полного сопротивления между базой и коллектором Z_{bk} :

Общее сопротивление делителя:

$$R_d := R_3 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 24550 ;$$

Учитываем управляющую ёмкость C_y :

$$L_p := L_{kp} \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_y}\right)^2 = 0.030355 ;$$

$$R_p := R_{kp} \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_y}\right)^2 = 5.713745 ;$$

$$C_p := \frac{C_{kp} \cdot (C_y)^2}{(C_0 + C_y)(C_0 + C_{kp} + C_y)} ; \quad C_p = 8.34504 \times 10^{-15} ;$$

$$C_{0p} := \frac{C_0 \cdot C_y}{C_0 + C_y} ; \quad C_{0p} = 2.105133 \times 10^{-12} ;$$

$$X_p(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_p} .$$

Активная проводимость между базой и коллектором:

$$G_{bk}(f) := \frac{1}{R_d} + \frac{R_p}{(R_p)^2 + (X_p(f))^2} ;$$

Реактивная проводимость между базой и коллектором:

$$B_{bk}(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (C_{0p} + C_k) - \frac{X_p(f)}{(R_p)^2 + (X_p(f))^2} ;$$

Вещественная часть сопротивления Z_{bk} :

$$R_{bk}(f) := \frac{G_{bk}(f)}{(G_{bk}(f))^2 + (B_{bk}(f))^2} ;$$

Реактивная часть сопротивления Z_{bk} :

$$X_{bk}(f) := \frac{-B_{bk}(f)}{(G_{bk}(f))^2 + (B_{bk}(f))^2};$$

Вывод полного сопротивления между коллектором и эмиттером Z_{ke} :

$$B_{c2}(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C2 \quad B_{c3}(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C3 \quad B_{cH}(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot CH$$

$$G4 := \frac{1}{R4}; \quad G5 := \frac{1}{R5}; \quad GH := \frac{1}{RH};$$

$$X_{cP}(f) := \frac{-1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot CP};$$

$$R_{ke1}(f) := \frac{G4}{(G4)^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C2)^2};$$

$$X_{ke1}(f) := \frac{-2 \cdot \pi \cdot f \cdot C2}{(G4)^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C2)^2};$$

$$R_{HP}(f) := \frac{GH}{(GH)^2 + (B_{cH}(f))^2};$$

$$X_{HP}(f) := \frac{-1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot CP} + \frac{-B_{cH}(f)}{\left[(GH)^2 + (B_{cH}(f))^2 \right]};$$

$$G_{ke3}(f) := G5 + \frac{R_{HP}(f)}{(R_{HP}(f))^2 + (X_{HP}(f))^2};$$

$$B_{ke3}(f) := B_{c3}(f) + \frac{X_{HP}(f)}{(R_{HP}(f))^2 + (X_{HP}(f))^2};$$

$$R_{ke3}(f) := \frac{G_{ke3}(f)}{(G_{ke3}(f))^2 + (B_{ke3}(f))^2};$$

$$X_{ke3}(f) := \frac{-B_{ke3}(f)}{\left[(G_{ke3}(f))^2 + (B_{ke3}(f))^2 \right]};$$

Вещественная часть сопротивления Z_{ke} :

$$R_{ke}(f) := R_{ke1}(f) + R_{ke3}(f)$$

Реактивная часть сопротивления Z_{ke} :

$$X_{ke}(f) := X_{ke1}(f) + X_{ke3}(f).$$

$$f := 9800000 .. 10200000$$

График Хке:

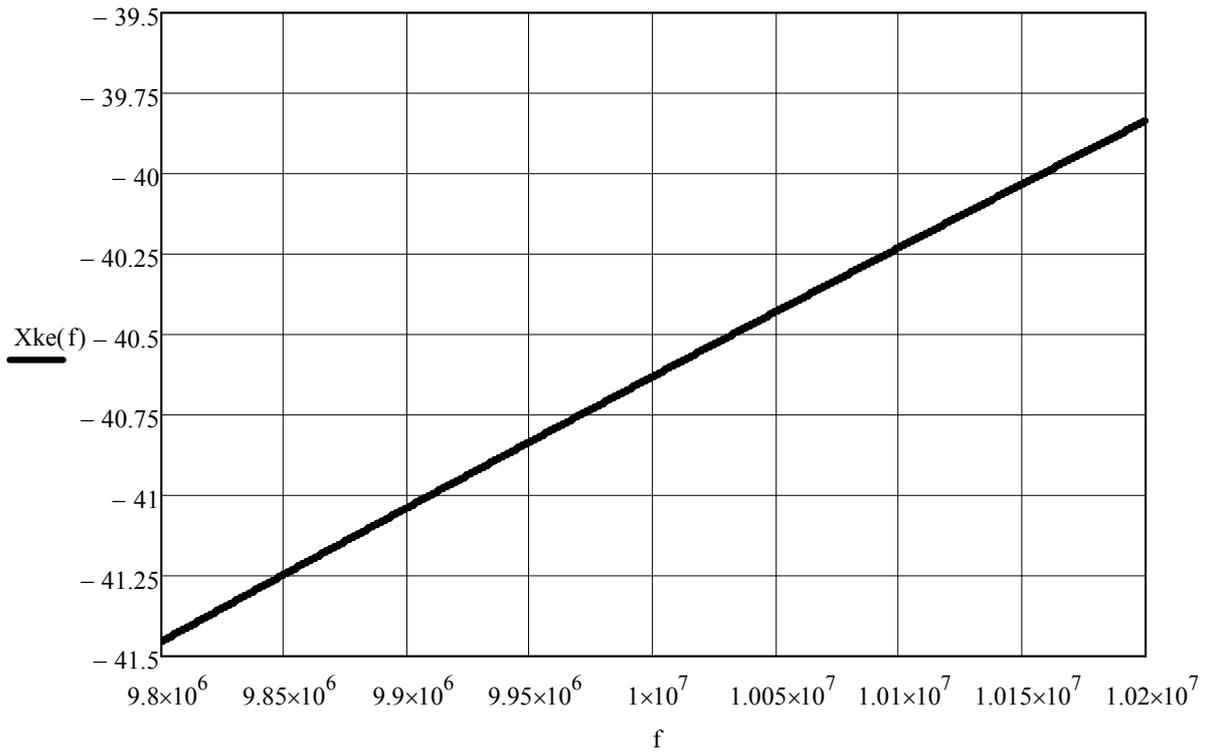


График Хбе:

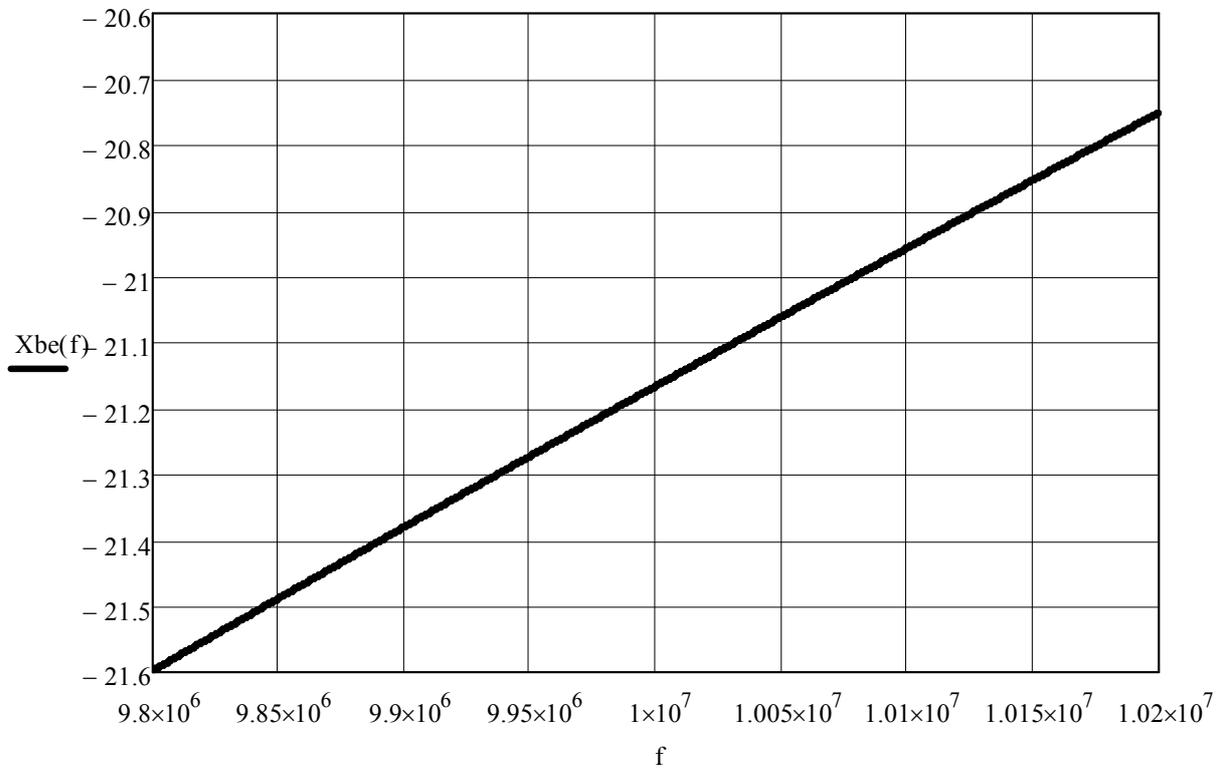
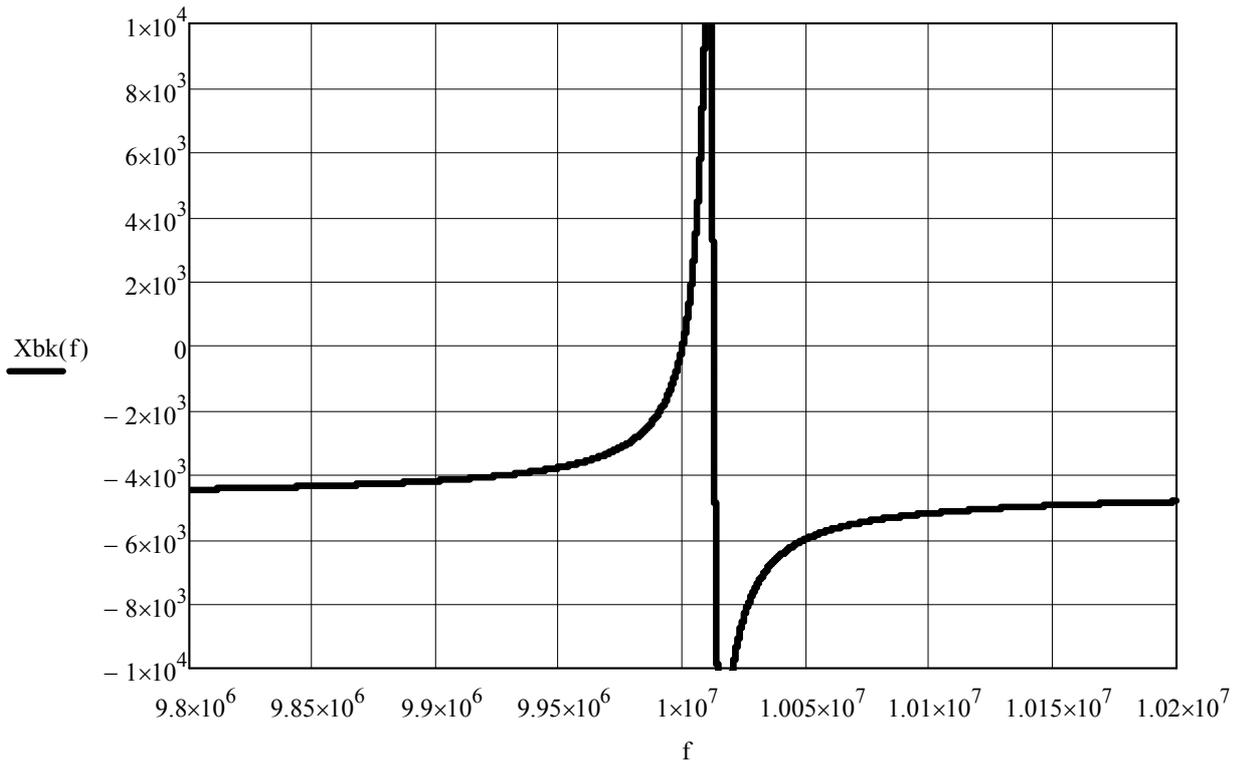


График X_{bk} :



Резонансные частоты:

$$X(f) := X_{bk}(f) + X_{be}(f) + X_{ke}(f) ;$$

$$\text{root}(X(f), f, 9998000, 10002000) = 1.000002 \times 10^7 ;$$

$$\text{root}(X(f), f, 10010000, 10040000) = 1.001247 \times 10^7 .$$

Значения активного сопротивления R_{bk} на резонансных частотах:

$$R_{bk}(1.000002 \times 10^7) = 6.013475 ;$$

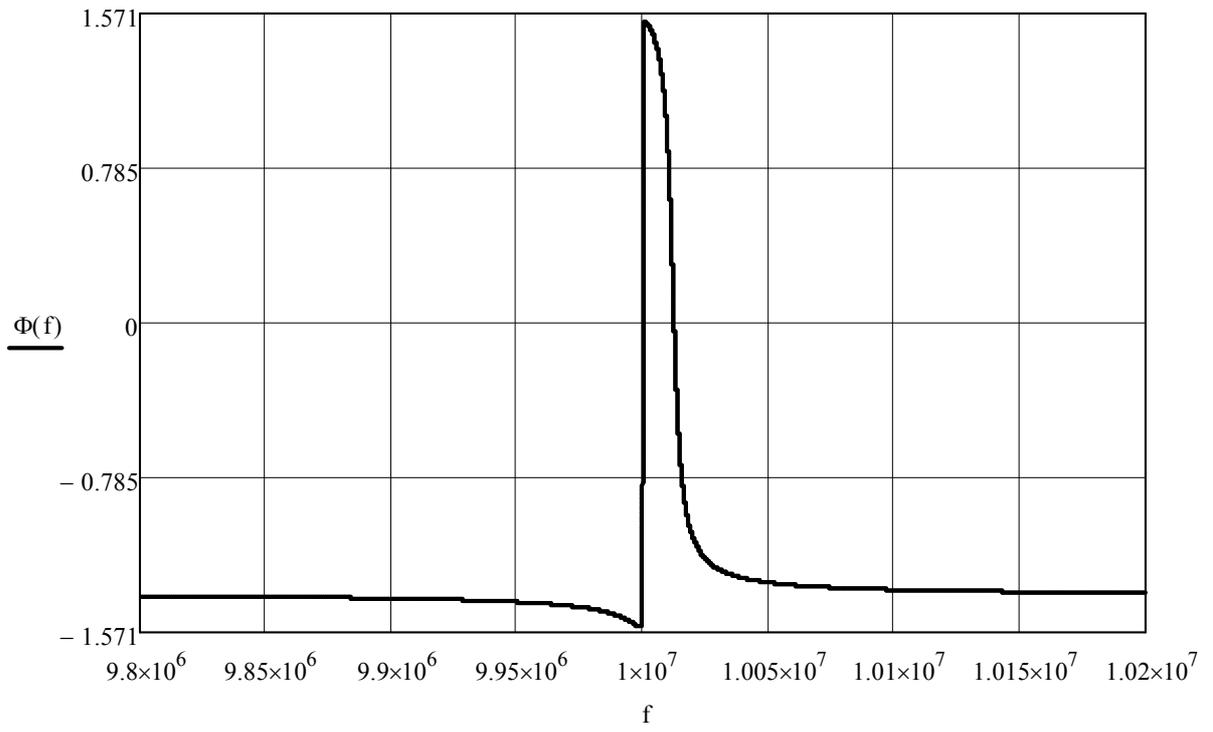
$$R_{bk}(1.001247 \times 10^7) = 24401.66534 .$$

Вещественная часть полного сопротивления колебательной системы генератора:

$$\underline{R}(f) := R_{bk}(f) + R_{ke}(f) + R_{be}(f) ;$$

График фазочастотной характеристики автогенератора:

$$\underline{\Phi}(f) := \text{atan}\left(\frac{X(f)}{R(f)}\right) .$$



ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Расчёт элементов термозависимого потенциометра

Расчёт элементов термозависимого потенциометра (ТЗП) и конденсаторов управляющей ёмкости можно произвести с помощью программы «tзр» и вспомогательной программы «Есс». Программы написаны в формате m-файлов и совместимы с различными версиями «MATLAB», в частности, в процессе создания и проверки была использована версия 2007 года.

Основная программа «tзр» осуществляет расчёт элементов ТЗП (рис. П.3.1), предназначенного для термокомпенсации кварцевого резонатора. Производится выбор элементов управляющей ёмкости (рис. П.3.2), соответствующей данному ТЗП, и коррекция ёмкости $C11$ в ходе расчёта.

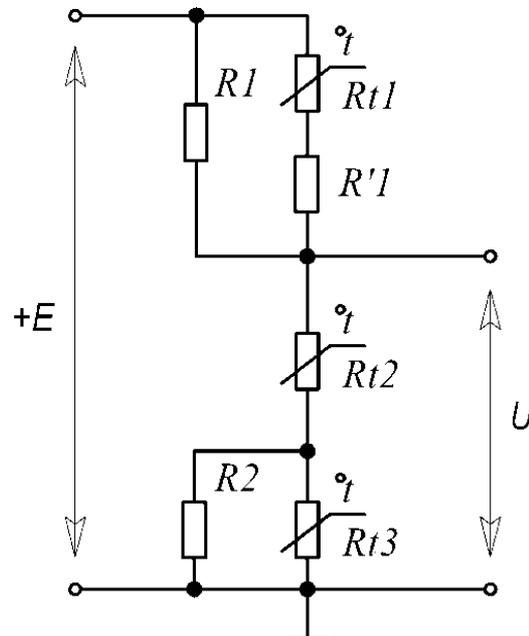


Рис. П.3.1. Схема термозависимого потенциометра

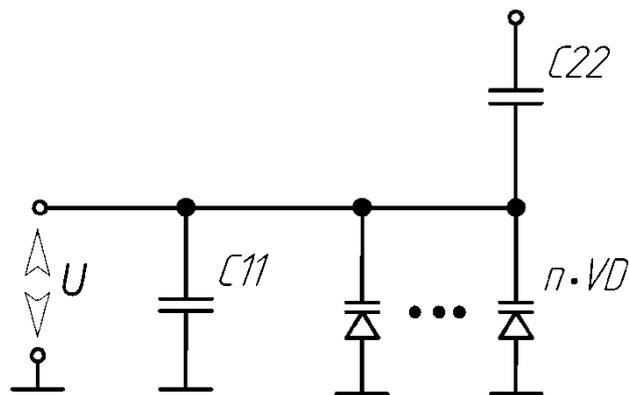


Рис. П.3.2. Схема управляющей ёмкости

Напряжение U на выходе потенциометра (см. рис. П.3.1) может быть найдено из выражения [30]:

$$U(T) = U_0 \cdot (1 + \Delta U(T)/U_0),$$

где U_0 – напряжение на выходе ТЗП при температуре $T_0 = 25$ °С.

$$\frac{\Delta U(T)}{U_0} = \frac{q \cdot (e^\alpha - 1) \cdot ((c_2 + 1) \cdot e^{2\alpha} + ((c_3 + 1) \cdot c_2 - c_1) \cdot e^\alpha + p \cdot k \cdot (c_3 + 1 + c_1))}{\gamma s \cdot (1 + c_3 + c_1 + q \cdot (1 + c_2)) \cdot (e^{3\alpha} + (c_3 + q) \cdot e^{2\alpha} + c_1 \cdot e^\alpha + q \cdot (k + p) \cdot e^\alpha + q \cdot p \cdot k)}, \quad (\text{п.3.1})$$

где

$$q = R_1/R_2,$$

$$k = R_2/R_3,$$

$$n_1 = R_2/R_2,$$

$$p = R_1/R_1,$$

$$m_1 = R_1/R_1,$$

$$\gamma s = \gamma / (1 - \gamma),$$

$$\gamma = U_0/E,$$

$$\alpha = B/T - B/T_0,$$

$$c_1 = (m_1 + p) \cdot (n_1 + k),$$

$$c_2 = k + p + p \cdot k,$$

$$c_3 = m_1 + n_1 + p + k,$$

E – напряжение питания ТЗП,

B – коэффициент температурной чувствительности термистора.

Для начала расчёта следует подобрать значения элементов C_{11} , C_{22} , выбрать тип варикапа VD и их количество, начальное значение управляющего напряжения, так чтобы общая ёмкость схемы П.3.2 была равна значению необходимой управляющей ёмкости C_n (см. пункт 1.7), при которой частота имеет номинальное (требуемое) значение f_0 .

Расчет осуществляется по методике для ТЧХ с двумя экстремумами, изложенной в [22, 29, 30]. Методика основана на поиске наименьшего значения функции

$$F = \sum_{i=0}^n (f(t) + \varphi(t))^2, \quad (\text{п.3.2})$$

где $f(t)$ – функция, выражающая зависимость ухода частоты КР от температуры, а $\varphi(t)$ – зависимость ухода частоты кварцевого генератора от температуры под воздействием термозависимого потенциометра и управляющей ёмкости. Поиск наименьшего значения функции F осуществляется при пяти значениях температуры, характерных для ТЧХ резонатора АТ-среза: t_1 , $t_{\Delta 1}$, t_0 , $t_{\Delta 2}$, t_2 (рис. П.3.3).

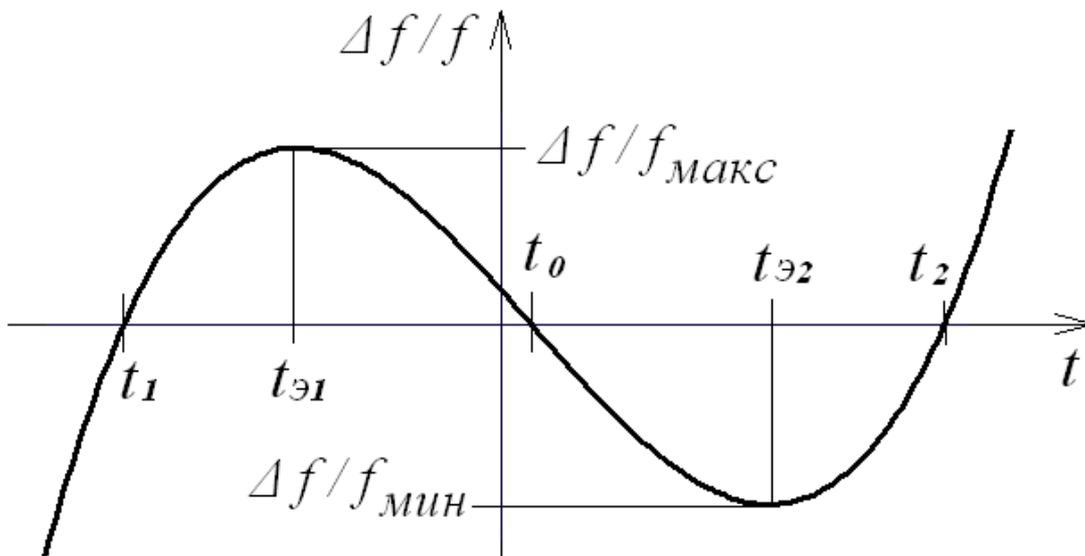


Рис. П.3.3. ТЧХ кварцевого резонатора АТ-среза с характерными температурами

Точки пересечения кривой ТЧХ с осью абсцисс и экстремальные точки разбивают весь температурный интервал на примерно одинаковые части. Остаточные отклонения $\Delta f/f$ после расчёта ТЗП по данной методике могут составлять 1...6 ppm в зависимости от интервала температур и выбранного угла среза КР. Для уменьшения отклонений следует подобрать напряжение питания E_p , варикап (степень резкости перехода), количество варикапов, конденсаторы $C11$ и $C22$. В результате расчёта необходимое изменение от температуры управляющего напряжения и получаемое на выходе ТЗП напряжение будут равны с некоторой погрешностью. Полной идентичности при применении данной методики достичь не удаётся из-за сделанных упрощений и нелинейности характеристик термисторов и варикапов. Для уточнения температурной компенсации применяют более сложные схемы ТЗП, мостовое подключение ТЗП или другие способы компенсации [14].

Вспомогательная программа-функция «Edc» осуществляет округление номиналов элементов схем по ряду E24 в сторону ближайшего.

Выходные данные программы – номиналы элементов схем ТЗП и управляющей емкости и значение выходного напряжения с выхода ТЗП при температуре t_0 . Номиналы выбраны из ряда E24 путем округления до ближайшего. Строятся графики исходной и компенсированной ТЧХ (рис. П.3.4), графики рассчитанного управляющего напряжения и графики рассчитываемой управляющей ёмкости (рис. П.3.5).

Входные задаваемые параметры программы, необходимые для расчёта, представлены в табл. П.3.1.

Входные данные программы «tzp»

Параметр	Обозначение	Примечание (ограничение)
Угол среза, мин	dtrm	Диапазон значений +1...+9 угловых минут. Рассматривается АТ-срез, угол берется относительно 35 градусов.
Динамическая ёмкость резонатора, Ф	Cc1	–
Статическая ёмкость резонатора, Ф	c0	–
Номинальная частота, Гц	f0	–
Частота последовательного резонанса КР, Гц	f1	–
Диапазон рабочих температур, °С	Tr	Формат: Tr=[-55:1:90]
Напряжение питания схемы ТЗП, В	Ep	По умолчанию принято равным 9 В
Коэффициент температурной чувствительности терморезисторов, К	B	Экспериментальным путем установлено, что значение должно быть близко или больше 5 800 К
Начальное сопротивление терморезистора R_{t30} , Ом	Rt30	Берётся максимально возможный номинал для выбранного вида терморезистора
Номинальное напряжение смещения на варикапе, В	Uv	Оптимальное напряжение должно равняться 1/3 напряжения питания схемы ТЗП
Ёмкость варикапа в схеме при U_v , Ф	Cv	–
Сопротивление варикапа, Ом	rs	–
Ёмкость C_{11} в схеме управляющей ёмкости, пФ	C11	В процессе работы программы пересчитывается на оптимальное значение, график итоговой ТЧХ строится по уже пересчитанному значению
Ёмкость C_{22} в схеме управляющей ёмкости, пФ	C22	Экспериментальным путем установлено, что начальное значение следует брать не менее чем 1,5 Сн

Алгоритм работы программы «tzp»:

1. Ввод входных параметров (осуществляется непосредственно в тексте программы, все параметры находятся в начале листинга программы и подписаны с помощью комментариев).
2. Расчет исходной ТЧХ и соответствующих управляющей ёмкости и управляющего напряжения.
3. Расчет элементов ТЗП по методике, изложенной в [29], с округлением номиналов по ряду E24. За начальную расстройку принято управляющее напряжение при температуре T_0 .
4. Расчет управляющего напряжения на выходе схемы ТЗП с заданными входными параметрами и полученными в пункте 3 номиналами резисторов.
5. Пересчет значения ёмкости C_{11} на оптимальное значение исходя из напряжения, полученного в пункте 4, и исходной управляющей ёмкости, полученной в пункте 2, с округлением номинала по ряду E24.
6. Расчет итоговой управляющей ёмкости исходя из управляющего напряжения, полученного в пункте 4, и схемы управляющей ёмкости, в которой значение ёмкости C_{11} – оптимальное, рассчитанное в пункте 5.
7. Расчет итоговой относительной нестабильности частоты с учётом итоговой управляющей ёмкости, полученной в пункте 6.
8. Вывод численных значений на экран и построение графиков.

Алгоритм работы программы-функции «Edc»

1. Вызываем функцию; на вход функции поступает рассчитанное значение номинала x .
2. Вводим переменную $k = 0$ (данная переменная будет степенью в итоговом значении номинала).
3. В цикле входное значение x делим на 10, пока входное значение x больше либо равно 10, при этом считаем число операций k .
4. Вводим переменную $x_0 = x$ (данная переменная будет числом из ряда E24 в итоговом значении номинала).
5. В цикле перебираем значения ряда E24, пока значение x больше рассматриваемого значения из ряда E24. Если значение x меньше, чем следующее после рассматриваемого значения ряда E24, то находим разность между x и рассматриваемым номиналом значения E24 и разность между x и номиналом следующего после рассматриваемого значения, принимаем x_0 равным ближайшему значению номинала к x .
6. Рассчитываем итоговый номинал по формуле $x_0 \cdot 10^k$.

Пример работы программы:

Входные данные:

Параметр	Значение
Угол среза, мин	+ 4
Динамическая ёмкость резонатора	17,52709*10⁽⁻¹⁵⁾ Ф
Статическая ёмкость резонатора	4,261*10⁽⁻¹²⁾ Ф
Номинальная частота	20*10⁶ Гц
Частота последовательного резонанса	19 993 100 Гц
Диапазон рабочих температур, °С	-40°...90°С
Напряжение питания схемы ТЗП	9 В
Постоянная В терморезисторов	5 900 К
Начальное сопротивление терморезистора R _{тз}	1 000 кОм
Номинальное напряжение смещения на варикапе	3 В
Ёмкость варикапа в схеме управляющей ёмкости	7*10⁽⁻¹²⁾ Ф
Ёмкость C ₁₁ в схеме управляющей ёмкости	33 *10⁽⁻¹²⁾ Ф
Ёмкость C ₂₂ в схеме управляющей ёмкости	36 *10⁽⁻¹²⁾ Ф

Выходные данные:

$$U_0 = 1,767;$$

$$R_1 = 47\,000\,000;$$

$$R_2 = 82\,000;$$

$$R'_1 = 110\,000;$$

$$R_{т10} = 560\,000;$$

$$R_{т20} = 43\,000;$$

$$R_{т30} = 1\,000\,000;$$

$$C_{11} = 33;$$

$$C_{22} = 36.$$

На рис. П.3.4 показаны выводимые программой «MATLAB» расчётные графики исходной (I), термокомпенсированной (II) температурно-частотных характеристик (ТЧХ) и функции, выражающей зависимость изменения частоты от температуры под действием термозависимого потенциометра и варикапов в управляющей ёмкости (III) (функция компенсации). Данные графики выражают относительные функции (относительно f_0 и U_0). Пунктирами на графиках помечены горизонтальные линии ± 1 ppm и $\pm 2,5$ ppm. Как видно из графика, нестабильность термокомпенсированной ТЧХ в интервале температур от -18 до $+66$ °С составляет ± 1 ppm, что более чем в 7 раз лучше, чем до компенсации в этом же интервале температур (см. график I на рис. П.3.4).

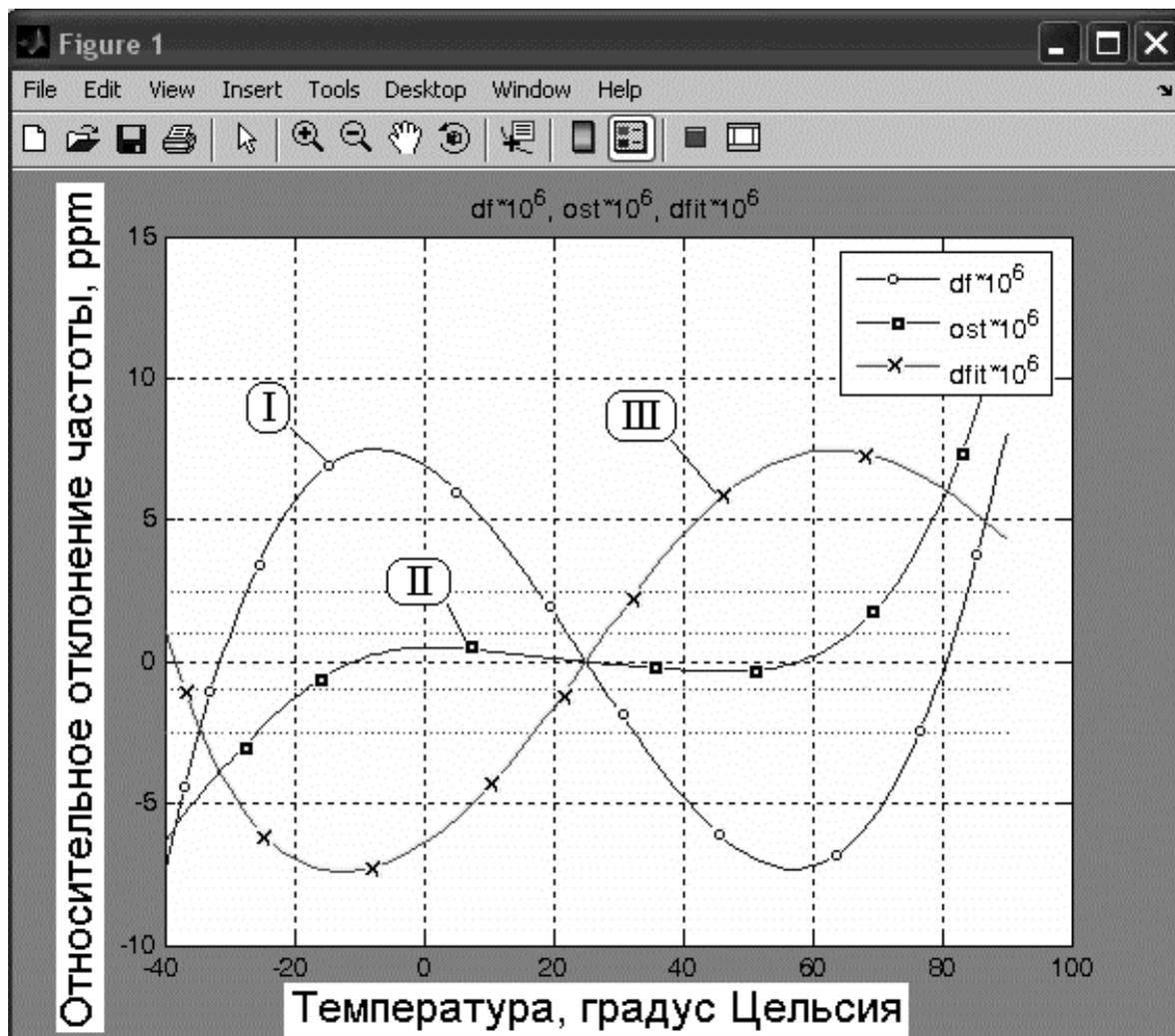


Рис. П.3.4. (I) – ТЧХ кварцевого резонатора;
 (II) – ТЧХ после термокомпенсации;
 (III) – функция термокомпенсации

Идеальная функция термокомпенсации (III) должна быть симметрична исходной ТЧХ (I) относительно температурной оси с $\Delta f/f_0 = 0$. Реально цепи, показанные на рисунках П.3.1 и П.3.2, не могут точно обеспечить необходимую форму кривой зависимости термокомпенсирующей функции (III) от температуры. В результате компенсированная ТЧХ отличается от прямой, совпадающей с осью абсцисс. На рис. П.3.5 приведены дополнительные четыре графика, рассчитываемые программой. Их анализ полезен для поиска решений, повышающих стабильность генератора. На графиках *a* и *б* изображаются зависимости управляющего напряжения $U_{\text{цп}}$ и управляющей ёмкости $C_{\text{ц}}$, необходимые для идеальной компенсации исходной ТЧХ КР. На графиках *в* и *г* изображаются зависимость управляющего напряжения $U_{\text{тзп}}$ с выхода ТЗП и соответствующая данному напряжению зависимость изменения управляющей ёмкости $C_{\text{тзп}}$, получаемые от рассчитанных элементов цепей (рис. П.3.1 и рис. П.3.2).

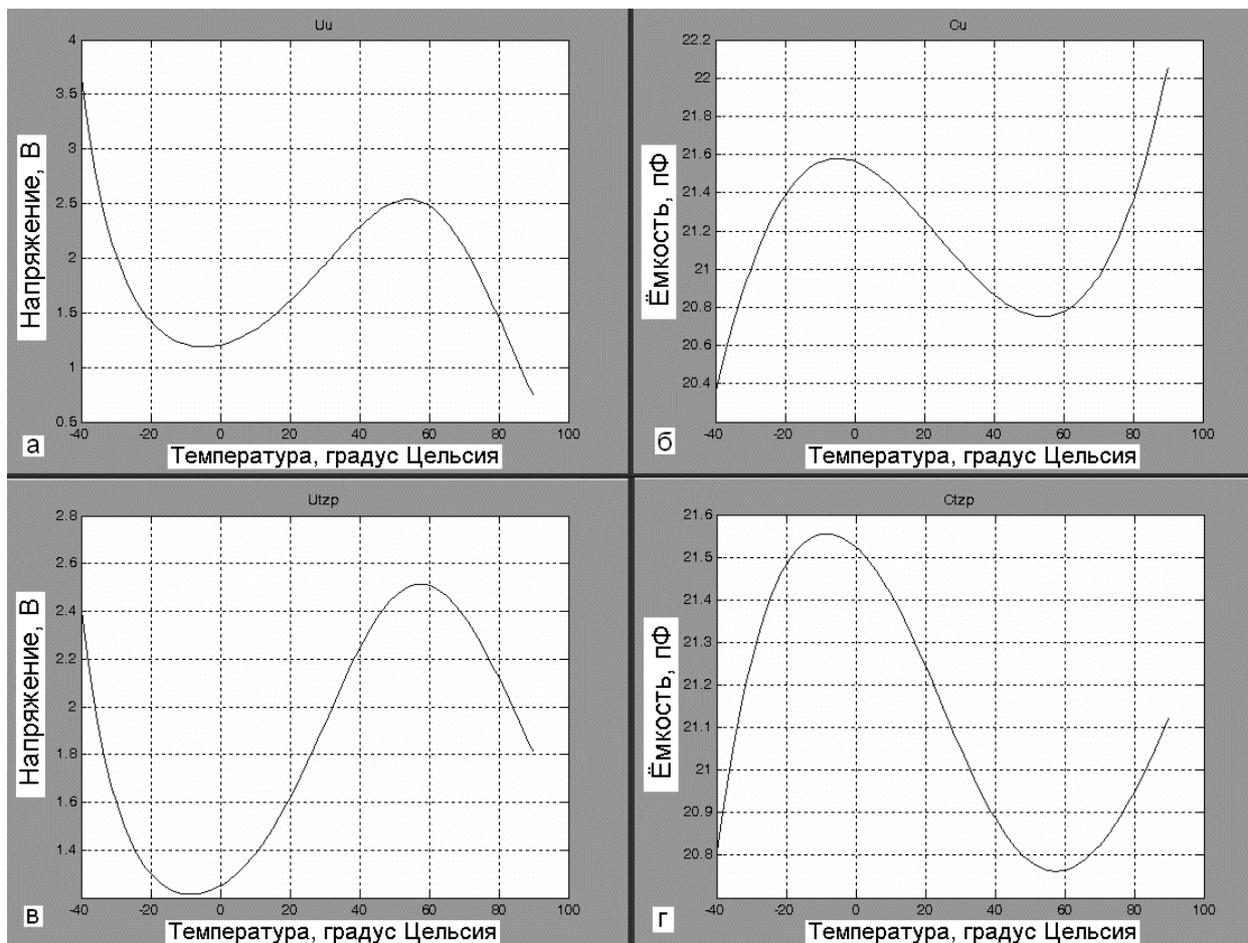


Рис. П.3.5. Зависимости управляющего напряжения и управляющей ёмкости от температуры:
a и *б* – идеальные графики; *в* и *г* – формируемые ТЗП

Из анализа графиков видно, что при одинаковом характере изменений напряжений и ёмкостей существуют отличия по величине. Получение стабильности лучше ± 1 ppm в широком интервале температур требует больших трудозатрат по индивидуальной настройке аналоговых цепей термокомпенсации [14]. Графики *a* и *в* показывают, что необходимый диапазон управляющего напряжения в интервале температур $-20\dots+65$ °C лежит в пределах от 1,2 до 2,6 В. Полученное начальное напряжение при температуре 25 °C составило 1,767 В. То есть величины управляющего напряжения лежат в оптимальном для низковольтных генераторов диапазоне. Однако сформировано оно с помощью ТЗП с напряжением питания 9 В. Это является одним из недостатков простых ТЗП. Следует также отметить, что некоторые получаемые величины элементов такого ТЗП могут быть труднореализуемы (например, сопротивление резистора *R1* получилось 47 МОм). Коррекция *R1* к 20 МОм приводит к расширению диапазона компенсации в область отрицательных температур до -40 °C. На рис. П.3.6 показана компенсированная ТЧХ (II) при $R1 = 20$ МОм.

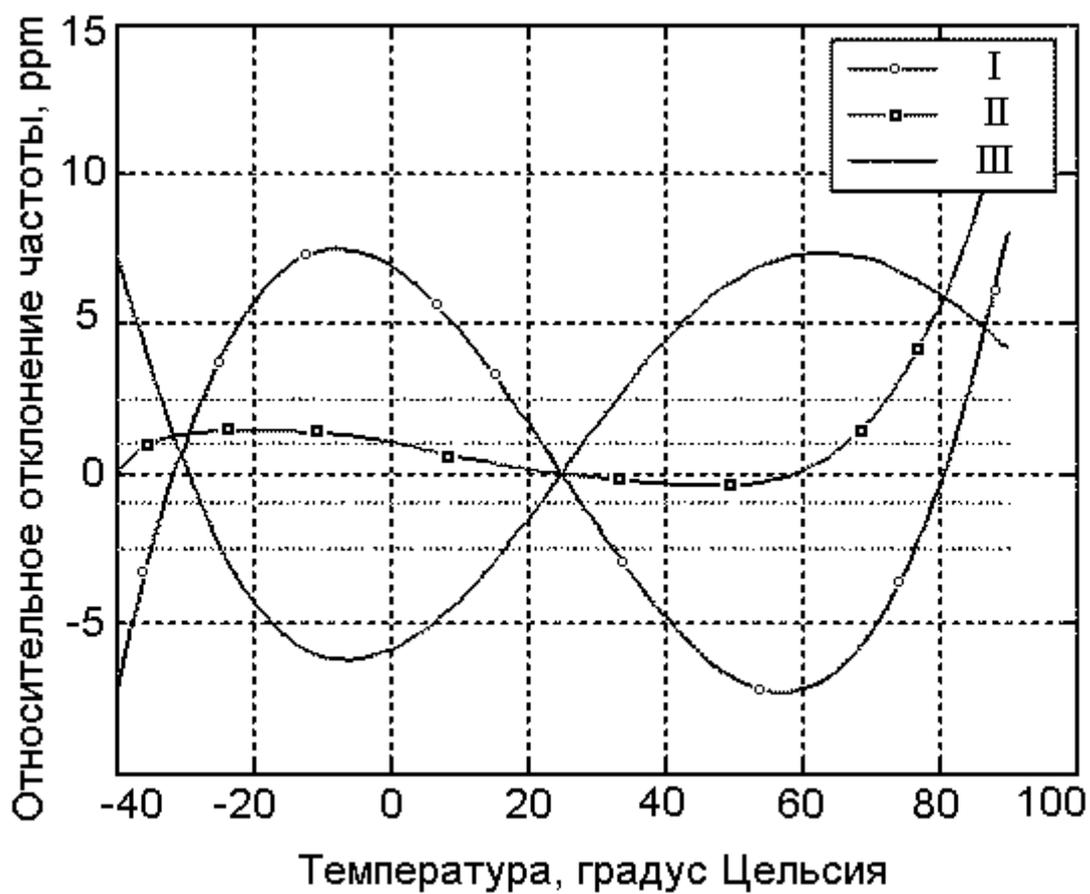


Рис. П.3.6. (I) – ТЧХ кварцевого резонатора;
 (II) – ТЧХ после термокомпенсации;
 (III) – функция термокомпенсации

ПРОДОЛЖЕНИЕ ПРИЛ. 3

Листинг кода на языке MATLAB

Программа «termosomp»

```
%расчет термокомпенсации термозависимыми потенциометрами
clc
clear all

Tr=[-40:1:90];%диапазон температур (131 точка)
Trmin=-40;
Tm=-Trmin+1;
%температурные коэффициенты АТ-среза (ТЧХ)
a0t=0;
b0t=0.4*10^(-9);
c0t=109.5*10^-12;
ka=-5.15*10^-6;
kb=-4.7*10^-9;
kc=-2*10^-12;
%параметры кварцевого резонатора
f0=20*10^6;%номинальная частота
tr0=25;%начальная температура кварца
dtrm=4;%угол среза в минутах (относительно 35 градусов)
dtr=dtrm/60;
Cc1=17.52709*10^(-15);%динамическая емкость
Kc1t=1.75*10^(-4); %1-й температурный коэф. динамической емкости
Kc2t=1.4*10^(-7); %2-й температурный коэф. динамической емкости
C0=4.261*10^(-12);%статическая емкость
Kc0t=5*10^(-5); % температурный коэф. статической емкости
f1=19993100;%частота последовательного резонанса в Гц

%параметры терморезисторов
B=5.8*10^3;%постоянная терморезистора по справочнику
tr0k=25+273;%начальная температура терморезистора по справочнику
(значение переводится в кельвины) совпадает с начальной температу-
рой КР
Rt30=1000*10^3;%Максимальное возможное значение для выбранного
терморезистора
Er=9;% в В - напряжение питания схемы ТЗП

%начальные данные управляющей ёмкости для расчёта управляющего
напряжения
fi=0.6;%контактная разность потенциалов
```

```

n=2;%число варикапов
Cv=7;% в пФ емкость варикапа при Uv
Uv=3;%номинальное напряжение на варикапе
gammaavar=0.5; % показатель резкости перехода варикапа
Cm=1;% в пФ ёмкость монтажа параллельная C11
C11=33;% в пФ
C22=36;% в пФ
rs=0.35; %динамическое активное сопротивление варикапа

%расчет исходной ТЧХ КР
a0t=a0t+ka*dtr;
b0t=b0t+kb*dtr;
c0t=c0t+kc*dtr;
df=a0t*(Tr-tr0)+b0t*(Tr-tr0).^2+c0t*(Tr-tr0).^3; %ТЧХ КР

% Расчёт управляющей ёмкости
for iii=1:length(Tr)
Cu(iii)=Cc1*(1+Kcc1t*(Tr(iii)-20)+Kcc2t*(Tr(iii)-
20).^2)/((f0/(f1*(df(iii)+1)))^2-1)-C0*(1+Kc0t*(Tr(iii)-20));%Супр
end
% Расчёт необходимого изменения управляющего напряжения
for iii=1:length(Tr)
Cym(iii)=1/((1/(Cu(iii)*10^12))-1/(C22))- (C11+Cm);
Uu(iii)=(fi+Uv)*(n*Cv/Cym(iii))^(1/gammaavar)-fi;
end
% Расчёт крутизны термокомпенсации при 25 градусах Цельсия (25+Tm)
Suvar=Uu(25+Tm)*(df(20+Tm)-df(30+Tm))/(Uu(30+Tm)-Uu(20+Tm));
%Suvar
U0=Uu(25+Tm); % необходимое начальное напряжение
% Расчёт ТЗП

% Расчёт характерных температур ТЧХ кварцевого резонатора
T1=(-b0t+sqrt(b0t^2-4*a0t*c0t))/(2*c0t)+tr0;%ТЧХ=0
T2=(-b0t-sqrt(b0t^2-4*a0t*c0t))/(2*c0t)+tr0;%ТЧХ=0
Te1=(-b0t+sqrt(b0t^2-3*a0t*c0t))/(3*c0t)+tr0;%Tmin
Te2=(-b0t-sqrt(b0t^2-3*a0t*c0t))/(3*c0t)+tr0;%Tmax
%T1
%T2
%Te1
%Te2
% расчёт показателей степени характеристики терморезистора при
%характерных температурах ТЧХ КР

```

```

af0=a0t; % ,близок к нулю, когда за начальную температуру tr0 %бе-
рём температуру точки перегиба ТЧХ и равен ka*dtr
alpha1=B/(T1+273)-B/tr0k;%a1
alpha2=B/(T2+273)-B/tr0k;%a2
alphae1=B/(Te1+273)-B/tr0k;%ae1
alphae2=B/(Te2+273)-B/tr0k;%ae2
% Расчёт параметров по таблице 16.3.1 [29]
bet=exp(alpha1+alpha2); % бетта из таблицы 16.3.1 [29]
xi=exp(alpha1)+exp(alpha2);
A1=exp(4*alphae1)-exp(2*alphae1)*(bet+xi)+2*bet*exp(alphae1);
B1=2*exp(3*alphae1)-exp(2*alphae1)*(1+xi)+bet;
C1=3*exp(2*alphae1)-2*exp(alphae1)*(1+xi)+bet+xi;
A2=exp(4*alphae2)-exp(2*alphae2)*(bet+xi)+2*bet*exp(alphae2);
B2=2*exp(alphae2)-exp(2*alphae2)*(1+xi)+bet;
C2=3*exp(2*alphae2)-2*exp(alphae2)*(1+xi)+bet+xi;
elp=(A1*C2-A2*C1)/(2*(B2*C1-B1*C2));
elp1=(A1*C2-A2*C1)/(2*(B2*C1+B1*C2));
p=elp+sqrt(elp1^2-(A2*B1-A1*B2)/(B2*C1-B1*C2));
%p
k=-(A1-p*B1)/(B1+p*C1);
%k
m=Cc1/C0; %емкостное отношение
%m

trp=273; %поправка на кельвины
gamma_s=U0/Ep;
%gamma_s
gamma_s1=gamma_s/(1-gamma_s);
Su=(tr0+trp)^2*bet*af0*(1+k+p+p*k)/((1-gamma_s)*B*p*k*(1-xi+bet));
%Su
Sut=max(Suvar,Su);

if Su>Suvar
gamma_s1=Sut*B*p*k*(1-xi+bet)/((tr0+trp)^2*bet*af0*(1+k+p+p*k))-1;
%gamma_s1
gamma_s=gamma_s1/(gamma_s1+1);
U0=gamma_s*Ep;
end

q=bet/(gamma_s1*p*k);
%q
m1=gamma_s1*q-1-2*p-xi-sqrt(((gamma_s1*q-1-2*p-xi)^2)/4-
(p+1)*(p+xi+q*gamma_s1*k));

```

```

n1=(xi+q*gamma_s1*(k+p+p*k))/(m1+p)-k;
% m1
% n1
% gamma_s1
U0
R2=k*Rt30;
Rt20=R2/n1;
R1=q*Rt20;
Rt10=R1/m1;
Rs1=p*Rt10;

%пересчет с округленными номиналами!
R2o=Edc(R2);
Rt20o=Edc(Rt20);
Rt10o=Edc(Rt10);
R1o=Edc(R1);
%if R1o>20000000;
%R1o=20000000;
%end
Rs1o=Edc(Rs1);
k=R2o/Rt30;
n1=R2o/Rt20o;
q=R1o/Rt20o;
m1=R1o/Rt10o;
p=Rs1o/Rt10o;

% Расчёт относительного изменения управляющего напряжения с ТЗП
const1=(m1+p)*(n1+k);
const2=k+p+k*p;
const3=m1+n1+p+k;
for lll=1:length(Tr)
    alp=B/(Tr(lll)+273)-B/tr0k;
    chisl=q*(exp(alp)-
1)*((const2+1)*exp(2*alp)+((const3+1)*const2-
const1)*exp(alp)+p*k*(const3+1+const1));

znam=gamma_s*(1+const3+const1+q*(1+const2))*(exp(3*alp)+(const3+q)
*exp(2*alp)+const1*exp(alp)+q*(k+p)*exp(alp)+q*p*k);
    dUn(lll)=chisl/znam;
end

Utzp=(dUn+1)*U0;%управляющее напряжение на выходе схемы ТЗП

```

```

for l11=1:length(Tr)
    Cvar(l11)=( (fi+Uv) / (Utzp(l11)+fi) ) ^gammavar*(n*Cv);
    C11u(l11)=1/ (1/ (Cu(l11)*10^12) -1/C22) -Cvar(l11) -Cm;
end
C11x=sum(C11u)/length(Tr);
C11=Edc(C11x);

for l11=1:length(Tr)
    Cvar(l11)=( (fi+Uv) / (Utzp(l11)+fi) ) ^gammavar*(n*Cv);
    %Расчёт изменения управляющей емкости от управления с ТЗП
    Ctzp(l11)=C22*(C11+Cm+Cvar(l11)) / (Cvar(l11)+C22+C11+Cm);
end

for l11=1:length(Tr)
    Axx(l11)=sqrt((Cc1*(1+Kc1t*(Tr(l11)-20)+Kc2t*(Tr(l11)-20)^2) / (Ctzp(l11)*10^(-12)+(C0*(1+Kc0t*(Tr(l11)-20))))+1);
    dfit(l11)=(f1*Axx(l11))-f0/f0;
    % Подсчёт суммы функций: df - функции, выражающей зависимость уха-
    да частоты
    % КР от температуры; и dfit - функции, выражающей зависимость из-
    менения
    % частоты от температуры под действием термозависимого потенцио-
    метра и
    % варикапов в управляющей ёмкости
    ost(l11)=df(l11)+dfit(l11);% итоговая относительная нестабиль-
    ность частоты
end
R1o
R2o
Rs1o
Rt10o
Rt20o
Rt30
C11
C22

figure(1)
plot(Tr,df*10^6, Tr, ost*10^6, Tr, dfit*10^6, Tr, -2.5, Tr,
2.5,Tr, -1, Tr, 1)
grid on
title('df*10^6, ost*10^6, dfit*10^6')
legend('df*10^6', 'ost*10^6','dfit*10^6' )

figure(2)
plot(Tr, Cu*10^12)

```

```

grid on
title('Cu')

figure(3)
plot(Tr, Uu)
grid on
title('Uu')

figure(4)
plot(Tr, Utzp)
grid on
title('Utzp')

figure(5)
plot(Tr, Ctzp)
grid on
title('Ctzp')

```

Функция «Edc»

```

function X0=Edc(x)
RE24=[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 10];
k=0;
while x>=10
    x=x/10;
    k=k+1;
end
l=1;
xo=x;
while x>RE24(l)
    if x<RE24(l+1)
        dm=abs(x-RE24(l));
        dp=abs(x-RE24(l+1));
        if dm>dp;
            xo=RE24(l+1);
        else
            xo=RE24(l);
        end
    end
    l=l+1;
end
X0=xo*10^k;
end

```

Учебное издание

Хоменко Игорь Витальевич
Косых Анатолий Владимирович

**КВАРЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ
И ГЕНЕРАТОРЫ**

Учебное пособие

Редактор *Е. В. Осикина*

Компьютерная верстка *Л. Ю. Бутаковой*

Для дизайна обложки использованы материалы
из открытых интернет-источников

Сводный темплан 2018 г.

Подписано в печать 14.02.18. Формат 60×84¹/₁₆. Бумага офсетная.

Отпечатано на дупликаторе. Усл. печ. л. 10,00. Уч.-изд. л. 10,00.

Тираж 100 экз. Заказ 107.

