

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ УКРАИНЫ
Государственный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
"Харьковский авиационный институт"

А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев

МНОГОЧАСТОТНЫЕ КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
Учебное пособие по курсовому и дипломному проектированию

Харьков "ХАИ" 1999

Многочастотные кварцевые генераторы / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев. – Учеб. пособие по курсовому и дипломному проектированию – Харьков: Гос. аэрокосмический ун-т "Харьк. авиац. ин-т", 1999. – 138 с.

Даны теоретические основы многочастотных кварцевых генераторов, в частности, многочастотных транзисторных и параметрических кварцевых генераторов (МТКГ и МПКГ). Показаны функциональные возможности таких устройств в технике диапазонной стабилизации частоты и автогенераторных преобразователей температуры.

Пособие содержит справочную информацию по схемотехнике многочастотных кварцевых генераторов, поскольку в нем классифицированы и приведены многочисленные принципиальные схемы МТКГ, МПКГ, разностных управляемых кварцевых генераторов и многочастотных автогенераторных преобразователей температуры.

Материалы пособия рекомендуются для использования в учебном процессе и проектных работах студентами радиотехнических факультетов высших учебных заведений.

Ил. 89. Табл. 2. Библиогр.: 88 назв.

Р е ц е н з е н т ы: д-р техн. наук, проф. В.К. Иванов,
канд. техн. наук, доц. Е.А. Милькевич.

ВВЕДЕНИЕ

Одновременное возбуждение колебаний нескольких частот в автогенераторах на одном активном элементе долгое время в истории развития радиотехники считалось “паразитным” явлением. С ростом требований к автогенераторам повышались сложность и многорезонансность их колебательных систем. Создавались методы борьбы с многочастотными режимами колебаний и особенно в тех случаях, когда автогенераторы использовались в качестве гетеродинов радиоприемных устройств или опорных эталонных генераторов. Поэтому было закономерным появление в 30-х годах работ [37, 38, 56, 59, 67, 73, 87], посвященных исследованию многочастотных автоколебательных систем.

Вместе с тем известны устройства, требующие наличия нескольких колебаний разных частот и содержащие ряд независимых автогенераторов, в частности, интерполяционные генераторы, дифференциальные измерительные преобразователи, источники сетки частот [42, 60 - 62, 71, 74]. В этих устройствах могут быть использованы многочастотные автогенераторы на одном активном элементе.

Первые предложения по применению в радиотехнике многочастотных автогенераторов на одном активном элементе были выдвинуты в работах [1 - 4, 55, 69, 70, 72, 83 - 85], а затем нашли свое дальнейшее развитие в [5 - 33, 40, 41, 47, 49, 75 - 77]. Эти работы лежат в основе данного пособия.

Приведенные в пособии технические решения многочастотных возбудителей и фрагментов структурных схем помогут студентам и специалистам на этапе проектирования принципиальных и структурных схем современных и перспективных радиотехнических устройств.

Авторы благодарны сотруднику кафедры приемопередающих устройств В.П. Семенову за помощь в компьютерном оформлении пособия.

1. Многорезонансные кварцевые резонаторы

Обычные двухэлектродные пьезоэлектрические резонаторы принципиально немонотонны в силу многообразия возможных механических деформаций (сжатия, кручения, сдвига и т.д.), существования резонансов элементов крепления и электродов пьезопластин, нелинейного взаимодействия этих резонансов или возбуждения резонаторов на механических обертонах [36,60,79]. Резонансы такого резонатора $f_{kn} = nf_{k0}$ могут быть механическими гармониками, когда n — целые числа, или ангармониками, если n — иррациональные числа.

Для пьезорезонаторов наиболее широко используемого АТ-среза [44,65,78] были рассчитаны ближайшие к основному колебанию ангармоники, характер колебаний которых и обозначения мод даны на рис.1.1. Темные участки соответствуют амплитуде смещения на поверхности пьезоэлемента, превышающей 10% от максимального смещения. Качественное сопоставление указанных топографических рисунков полей смещения с результатами экспериментальных исследований [86] показывает их хорошее соответствие.

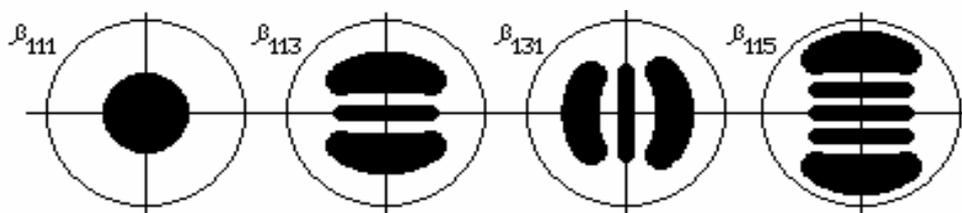


Рис. 1.1

С физической точки зрения собственные колебания пьезоэлементов представляют собой простую систему собственных функций, определяемую двумя номерами, что типично для двухмерной задачи. В первом приближении эти номера характеризуют число перемен знака собственной

функции по осям Y' , X , Z' (точнее, число полуволн, укладываемых вдоль этих осей).

Опорные кварцевые резонаторы, например, АТ, ВТ, Y и других срезов, используемые в генераторах фиксированных частот и принадлежащие к пьезорезонаторам с локализацией толщинно-сдвиговых колебаний, являются многорезонансными кварцевыми резонаторами (МКР) с интенсивными ангармоническими модами. На рис. 1.2 показаны эквивалентная схема и типичный спектр колебаний кварцевого резонатора АТ-среза, где A — амплитуда колебаний; f_{mnp} — частота моды колебаний; m , n , p — число стоячих полуволн (или колеблющихся сегментов пластины) вдоль осей Y' , X , Z' кварцевого резонатора; f_{111} — основное колебание; f_{113} , f_{131} и т. д. — ангармонические обертоны основного колебания кварцевого резонатора АТ-среза.

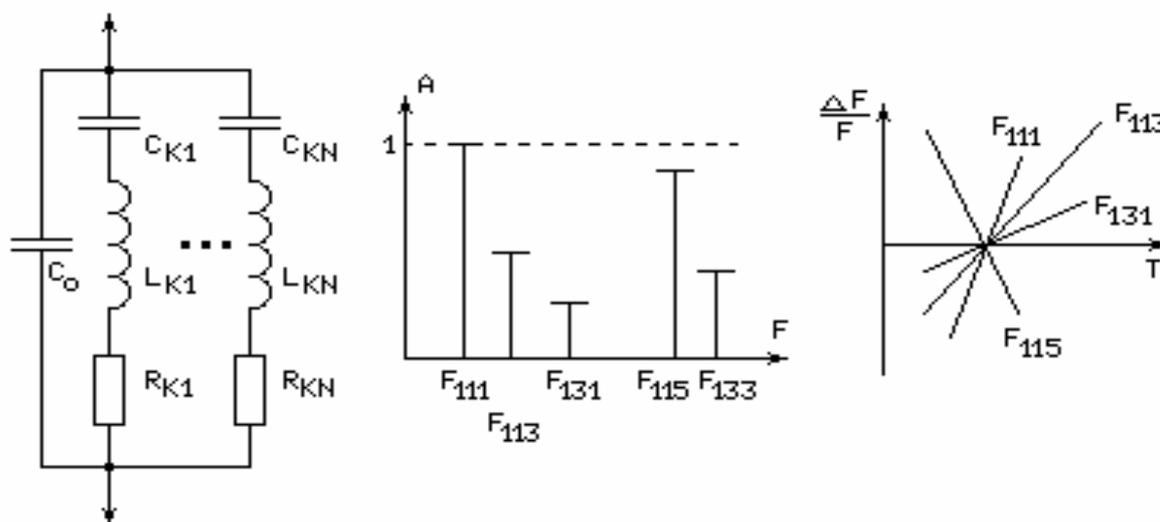


Рис. 1.2

В работе [81] приведены результаты измерений температурно-частотных характеристик (ТЧХ) (рис.1.3) основного колебания (кривая 1) и двух ближайших по частоте ангармонических колебаний (кривые 2, 3) для двух углов среза пьезоэлементов АТ. Из рис.1.3 следует, что ТЧХ

6

ангармонических мод f_{113} и f_{131} поворачиваются относительно ТЧХ на основном колебании f_{111} по часовой стрелке.

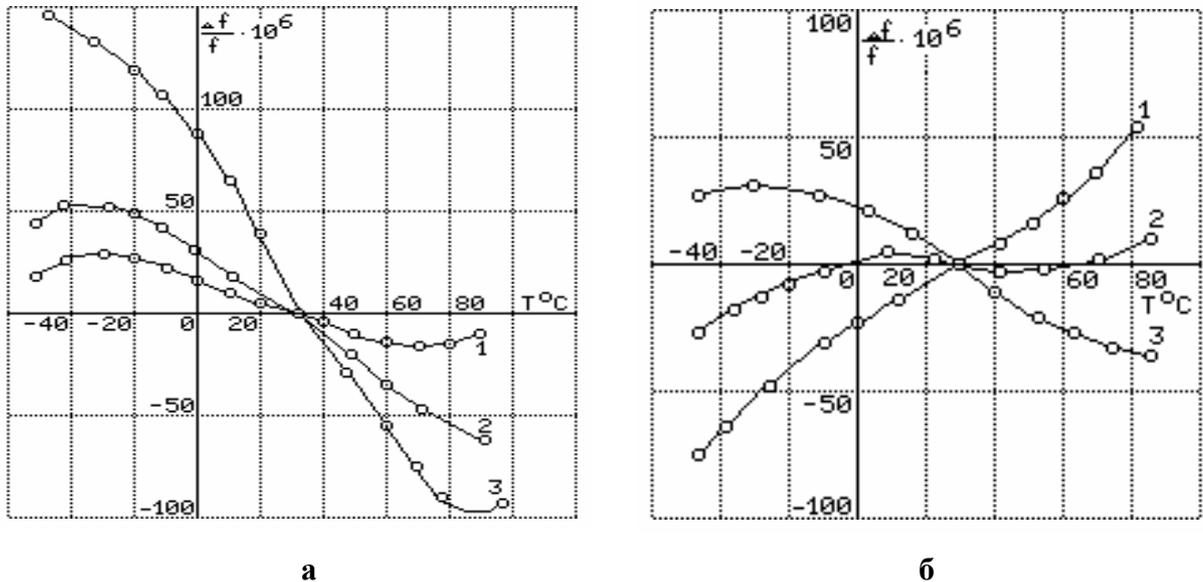


Рис 1.3

Аналогичные предположения о спектре и ТЧХ на ангармониках были сделаны также и для термочувствительных пьезорезонаторов толщиной-сдвиговых колебаний ПЯ-среза. Резонаторы ПЯ-среза на частоту 5 МГц по основному колебанию и 26,5 МГц по третьей механической гармонике, как герметизированные с гелиевым наполнителем, так и вакуумированные, являются МКР с интенсивными ангармоническими модами.

На рис. 1.4, а изображен типичный спектр колебаний кварцевого резонатора ПЯ-среза, где A — амплитуда колебаний; f_{mnp} — частота моды колебаний; m, n, p — число стоячих полувольт (или колеблющихся сегментов пластины) вдоль оси Y', X, Z' кварцевого резонатора, соответственно; f_{113} , f_{131} , f_{115} , f_{313} , f_{331} , f_{315} — ангармонические обертоны кварцевого резонатора ПЯ-среза в окрестностях частот f_{111} и f_{311} первого и третьего гармонических обертонов.

Проведенные измерения ТЧХ на основных f_{111} , f_{311} и ангармонических модах f_{115} , f_{315} кварцевых резонаторов ПЯ-среза показали, что ТЧХ ангармонических колебаний, как и в резонаторах АТ-среза, поворачиваются относительно ТЧХ на основной моде по часовой стрелке и имеют, как и основные колебания, линейные температурно-частотные характеристики.

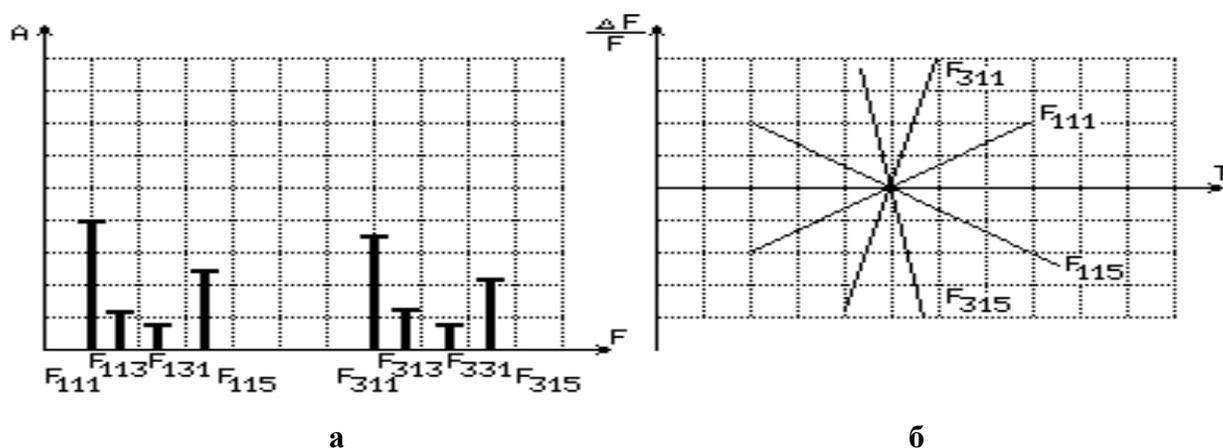


Рис. 1.4

Если основные резонансы имеют положительный знак температурного коэффициента чувствительности (ТКЧ), то ангармонические моды f_{115} , f_{315} , частоты которых примерно в 1,2 раза превышают частоты основных колебаний, будут с отрицательным знаком ТКЧ. Наиболее интенсивными ангармоническими колебаниями (с минимальным динамическим сопротивлением R_K , в 1,5...5 раз большим, чем на основных колебаниях) с отрицательным ТКЧ являются эти же колебания f_{115} и f_{315} . На рис.1.4, б показаны температурно-частотные характеристики основных и наиболее интенсивных ангармонических колебаний кварцевого резонатора ПЯ-среза.

Таким образом, кварцевым резонаторам ПЯ-среза характерны мультимодовый спектр и наличие (наравне с основными резонансами) интенсивных ангармонических резонансов с отрицательным температурным коэффициентом чувствительности, что предопределяет возможность

устойчивого возбуждения и эффективного использования указанных мод в двухчастотных автогенераторных преобразователях в широком диапазоне температур.

подавлять или подчеркивать рабочие резонансы двухэлектродных резонаторов можно конструктивными и технологическими приемами [19,79,81] путем изменения формы электродов или состава среды внутри баллона. Такие резонаторы (рис. 1.5, а) с ослаблением не более 10 дБ побочных резонансов можно использовать как многорезонансные кварцевые резонаторы.

Наряду с этим многорезонансность обеспечивается параллельным или последовательным (рис. 1.5, б-д) включением или акустической связью (рис. 1.5, е) двух моночастотных кварцевых резонаторов при обеспечении определенных условий.

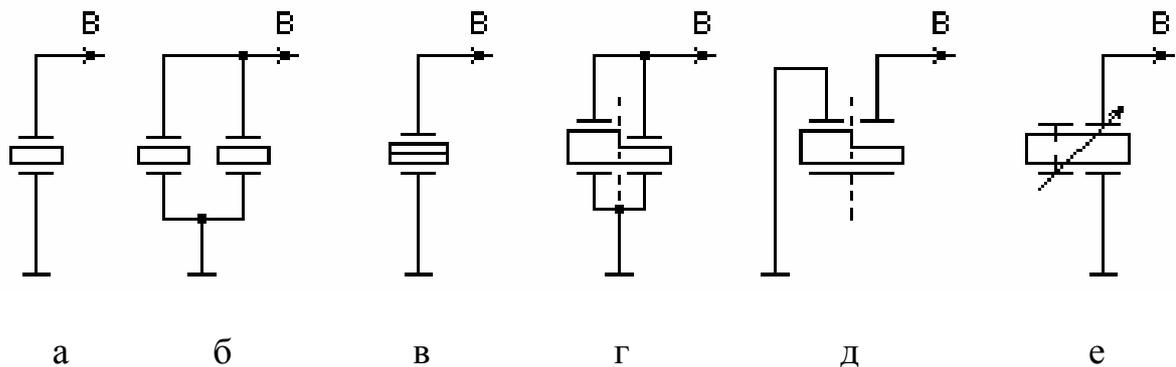


Рис. 1.5

В случае параллельных или последовательных пар резонаторов обеспечивают неперекрывание их резонансных промежутков, для чего динамические параметры резонаторов должны удовлетворять неравенству

$$0.5m_{1,2}f_{k1,2} < |f_{k1} - f_{k2}|, \quad (1.1)$$

где $f_{k1,2}$ - резонансные частоты пар резонаторов;
 $m_{1,2} = C_{k1,2} / C_{01,2}$ - емкостные отношения пары кварцевых резонаторов;
 $C_{k1,2}, C_{01,2}$ - динамические и статические емкости пары резонаторов.

Импеданс акустически связанных резонаторов (рис. 1.5, е) имеет двухчастотный характер (две частоты связи) при коэффициенте связи

$$K_c > \frac{1}{Q_{1,2}}, \quad (1.2)$$

где $Q_{1,2}$ - добротности акустически связанных резонаторов.

При этом разность частот связи определяется так:

$$f_p = f_{c1} - f_{c2} = K_c f_0, \quad (1.3)$$

где f_0 - частота последовательного резонанса одиночного резонатора.

Таким образом, управлять частотой f_p можно, изменяя акустическую или электрическую емкостную связь C_c между резонаторами (рис. 1.6).

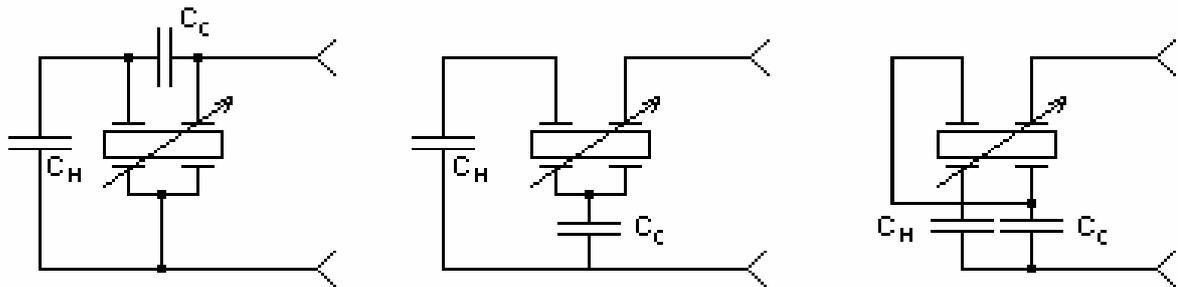


Рис. 1.6

Эксперимент с монолитными фильтрами на пластинах АТ-среза частот 10 МГц с коэффициентом связи $K_c = 10^{-3}$ показал, что изменением емкости связи управляется коэффициент связи между резонаторами и, следовательно, разнос f_p частот связи на 10...20 %.

Условие (1.2) выполняется только на одной механической гармонике в конструкции резонатора (рис. 1.7) [13].

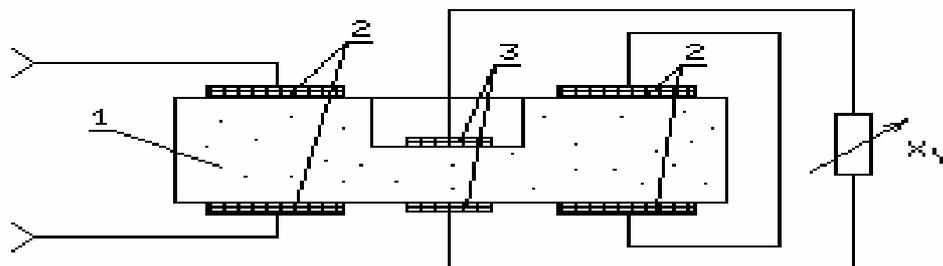


Рис. 1.7

На рис. 1.7 обозначены: 1 – пьезоэлемент; 2 – электроды пары акустически связанных основных резонаторов; 3 – электроды резонатора связи.

Резонатор связи расположен в зоне акустической связи пары основных резонаторов на участке меньшей толщины пьезопластины. Этот участок выполнен методами технологии ионного травления до такой толщины, чтобы резонатор связи имел резонансную частоту, близкую к n -й гармонической частоте основных резонаторов. Поэтому вследствие эффекта захвата энергии максимальная акустическая связь между основными резонаторами достигается на частоте $f_{kn} = nf_{0n}$ n -го механического обертона, в окрестности которой при удовлетворении условия (1.2) входной резонатор имеет двухрезонансный характер на частоте связи $f_{nc1,2}$. Резонансную частоту резонатора связи и, следовательно, коэффициент связи между основными резонансными частотами связи f_{nc1} и f_{nc2} можно регулировать, изменяя реактивное сопротивление X_y управителя, например, температуру или упругие постоянные зоны связи пьезоэлемента.

Резонансные частоты двух параллельно включенных кварцевых резонаторов перестраиваются в разные стороны механическим способом (рис.1.8) [9].

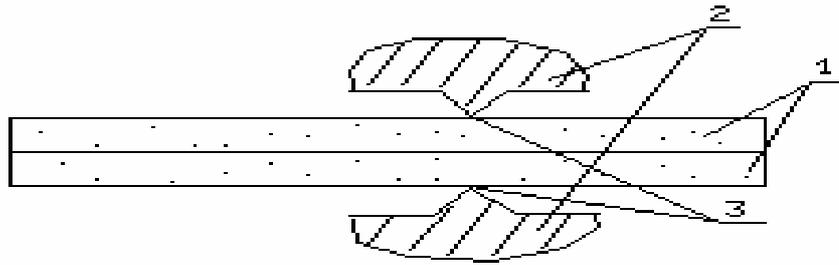


Рис. 1.8

На рис. 1.8 обозначены: 1 - биморфный пьезоэлемент изгибных колебаний; 2 - кварцедержатель; 3 - линии зажатия пьезоэлемента кварцедержателем. Биморфная кварцевая пластина содержит два изгибных резонатора левее и правее линии зажатия с общей системой электродов, параллельно соединенных между собой. Резонансные частоты двух резонаторов определяются длинами незакрепленных участков их пьезоэлемента. Перемещая линию зажатия относительно пьезопластины, длины участков и резонансные частоты двух пьезорезонаторов изменяют в разные стороны.

Последовательно включенные моночастотный кварцевый резонатор и катушка индуктивности L_p (рис. 1.9) имеют два резонанса на частотах $F_{осн}$ и $F_{поб}$.

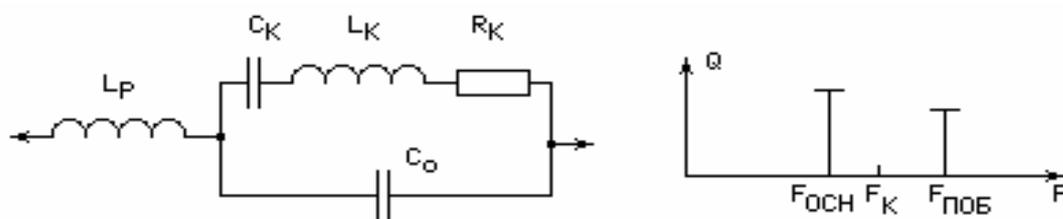


Рис. 1.9

Частоты последовательных резонансов такой цепи определяются из уравнения

$$X_p(\omega) + X_{k\omega}(\omega) = 0 \quad (1.4)$$

где

$$X_P = \frac{\omega L_P}{1/\omega C_0} = \frac{\omega^2}{\omega_{P0}^2} = \frac{f^2}{f_{P0}^2} \quad - \quad \text{нормированное} \quad \text{приведенное}$$

относительно $|X_\omega| = 1/\omega C_0$ реактивное сопротивление катушки индуктивности;

$$X_{k\omega}(\omega) = \frac{X_k(\omega)}{X_\omega} \quad - \quad \text{приведенное} \quad \text{относительно} \quad |X_\omega| \quad \text{реактивное}$$

сопротивление $X_k(\omega)$ кварцевого резонатора;

$$\omega_{P0} = 2\pi f_{P0} = \frac{1}{\sqrt{L_P C_0}} \quad - \quad \text{резонансная частота } L_P C_0 \text{ контура,}$$

$$X_k(\omega) = 2\pi f L_k (1 - f_k^2 / f^2).$$

Частоты двух резонансов такого многорезонансного кварцевого резонатора (см. рис. 1.9) согласно работе [34] определяются так:

$$\begin{aligned} F_{\text{осн}} &= f_k [b(A - B) + 1], \\ F_{\text{ноб}} &= f_k [b(A + B) + 1], \end{aligned} \quad (1.5)$$

где $b = \sqrt{C_K / C_0 - 1}; \quad A = \frac{1 - a}{4ab};$

$$a = \frac{f_K^2}{f_{P0}^2}; \quad B = \sqrt{A^2 + 0,5/b}.$$

При этом оба резонанса обладают высокой добротностью, как у нагруженного или расстроенного резонанса кварцевого резонатора (порядка десятков тысяч), и могут быть использованы для стабилизации частоты.

Аналогично рассмотренному случаю последовательно включенных кварцевого резонатора и катушки два резонанса имеют параллельно соединенные моночастотный кварцевый резонатор и катушку индуктивности.

Многорезонансностью обладает также кварцевый резонатор, нагруженный на коаксиальный ВЧ кабель (рис. 1.10).

Входное сопротивление такой цепи имеет комплексный характер $Z_6 = A + jB$ на всех

частотах, кроме резонансных, где $B=0$ или фазочастотная характеристика $\Phi(f) = \text{arctg}(B/A) = 0$.

Комплексное входное сопротивление Z_6 кабеля, нагруженного на сопротивление Z_n , в соответствии с формулами работы [57] определяется таким образом:

$$Z_6 = p (Z_n + p Z_l) / (p + Z_n Z_l), \quad (1.6)$$

где p - волновое сопротивление кабеля,

$$Z_l = j \text{tg}(2 \pi f / f_{pen});$$

f, f_{pen} - текущая и реперная частоты.

При нагрузке кабеля кварцевым резонатором

$$Z_n = \frac{Z_0 Z_K}{Z_0 + Z_K}, \quad (1.7)$$

где $Z_0 = -j / 2 \pi f C_0$ - емкостное сопротивление статической емкости кварцевого резонатора;

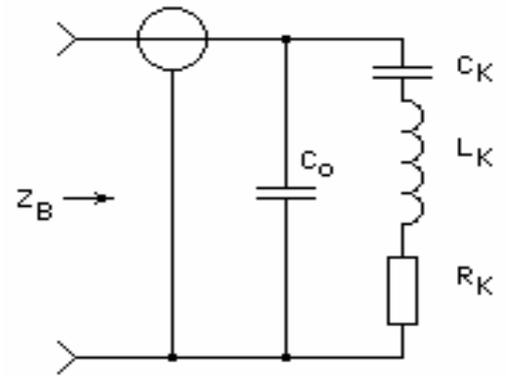


Рис. 1.10

$Z_k = R_k + j 2 \pi f L_k (1 - f_k^2 / f^2)$ - полное сопротивление динамической ветви кварцевого резонатора.

Резонансные частоты F_k и $F_{каб}$ (рис. 1.11) на входе кабеля, когда $B = 0$ или фазочастотная характеристика $\Phi(f) = \arctg (B/A) = 0$, определяются динамической ветвью кварцевого резонатора и параметрами кабеля.

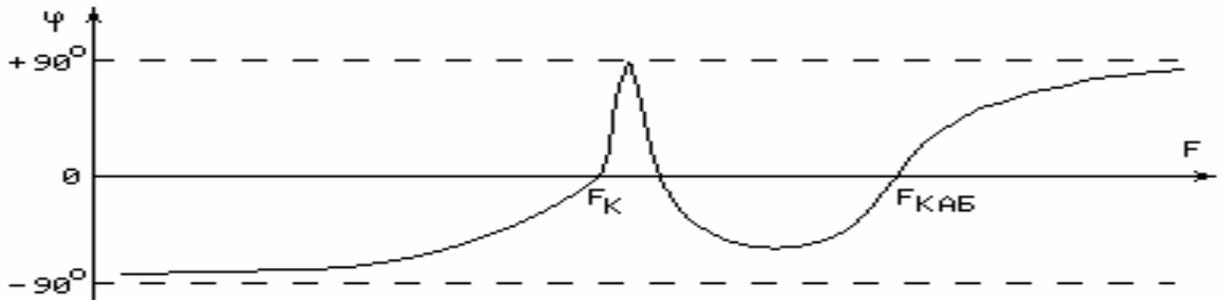


Рис. 1.11

Анализ такой многочастотной колебательной системы показывает, что резонанс кварцевого резонатора проявляется на входе кабеля при любой его длине, а ФЧХ (см. рис. 1.11) имеет переход через нуль на этой частоте при условиях: $R_k < p$ или $R_k > p$, если кварцевый резонатор зашунтирован

активным сопротивлением $R_{ш} = p \dots \frac{p}{1 - p/R_k}$.

Проведенный обзор многочастотных кварцевых колебательных систем позволяет сделать выводы о том, что их многорезонансность может обеспечиваться за счет:

- наличия в обычных двухэлектродных кварцевых резонаторах интенсивных гармонических и ангармонических мод;
- последовательного и параллельного включения моночастотных кварцевых резонаторов;
- использования акустически связанных кварцевых резонаторов;
- соединения кварцевых резонаторов с реактивными элементами или ВЧ кабелем.

2. МНОГОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

2.1. Возбуждение и устойчивость колебаний многочастотных транзисторных кварцевых генераторов

Динамика возбуждения и устойчивости стационарных режимов многочастотных кварцевых автоколебательных систем исследована в работе [72] во временной области. Этот подход к решению задачи ограничен возможностями анализа слабонелинейных дифференциальных уравнений относительно невысоких порядков. В свою очередь, уменьшение любыми способами порядка дифференциальных уравнений приводит к сужению класса рассматриваемых ими колебательных систем, а при уравнениях второго-третьего порядка - к описанию некварцевых колебательных систем. Ослабление нелинейности анализируемых уравнений сужает круг данных устройств генераторами с малым фактором регенерации, работающими в режиме "малого сигнала". Поэтому, как правило, анализ во временной области позволяет составить качественное представление о динамике и устойчивости многочастотных колебаний, в частности, показать бифуркационные кривые процесса возбуждения и ответить на вопрос о возможности возбуждения устойчивых многочастотных колебаний в автоколебательных системах.

В работах [47,76] показано решение задачи исследования многочастотных колебаний в частотной области с использованием способа многомерных гармонических балансов и метода колебательных характеристик (исследования устойчивости немецкого инженера Меллера). Эти приемы позволяют анализировать стационарные точки и градиенты движения системы в окрестностях стационарных точек. Необходимость точного описания нелинейной характеристики активного элемента и полного

состава кварцевой многочастотной колебательной системы требует использования компьютера.

В работах [3,47,72,76] по исследованию устойчивости возбуждения многочастотных колебаний кварцевых генераторов отсутствуют пригодные для инженерной практики количественные оценки устойчивости в "малом" и зон устойчивости кварцевых генераторов.

Таким образом, актуальна задача создания машинной инженерной методики количественного описания устойчивости многочастотных колебаний кварцевых генераторов.

Рассмотрим процессы, происходящие в генераторе (рис. 2.1) с одним нелинейным усилительным элементом (НУЭ) и многорезонансной системой (МККС).

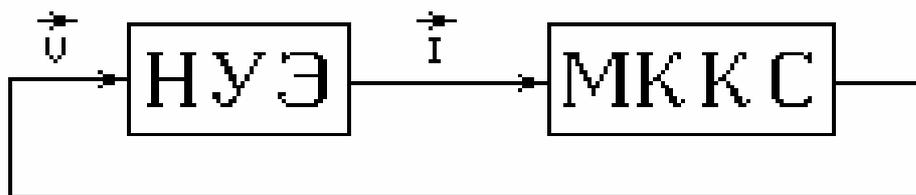


Рис. 2.1

В момент включения генератора в НУЭ существуют широкополосные шумовые сигналы очень малой интенсивности. На частотах f_i резонансов МККС при удовлетворении фазовых и амплитудных условий положительной обратной связи соответствующие шумовые составляющие сигналов начинают усиливаться до тех пор, пока амплитуды таковы, что используется линейный участок характеристики НУЭ, и все колебания развиваются независимо друг от друга в соответствии с постоянными времени МККС. При попадании мгновенных значений многочастотного сигнала в нелинейную область характеристики НУЭ на его выходе и, следовательно, в кольце автогенератора появляются составляющие комбинационных частот

$$f_{комб} = b_1 f_1 + b_2 f_2 + \dots + b f_i. \quad (2.1)$$

При этом колебания развиваются в условиях конкуренции (взаимного гашения или стимулирования). Если в кольце положительной обратной связи (ПОС) для полученных в НУЭ комбинационных колебаний условия балансов и устойчивости выполняются, то происходит взаимное стимулирование колебаний, их амплитуды растут до установления всвязи с уменьшением средней крутизны. В противном случае, если хотя бы для одного из комбинационных колебаний не выполняются условия балансов, динамическая система подавляет это комбинационное колебание. Это происходит путем подавления многочастотных колебаний (например, всех составляющих, кроме одной) или обеспечения работы НУЭ на таком участке его характеристики, когда в реакции НУЭ на многочастотное воздействие отсутствует подавляемая составляющая (например, на линейном участке).

В работе [76] показано, что устойчивость обеспечивается при выполнении системы неравенств

$$\frac{dJ_i(V_n)}{dV_i} \Big|_{КС} > \frac{dJ_i(V_n)}{dV_i} \Big|_{НУЭ}, \quad (2.2)$$

$$\frac{dS_i(V_n)}{dV_i} < \frac{1}{R_{yi}^2(V_n)} \cdot \frac{dR_{yi}(V_n)}{dV_i}, \quad (2.3)$$

где V_n - вектор амплитуд V_i ($i = 1 \dots n$) колебаний на входе НУЭ;

$S_i(V_n)$, $R_{yi}(V_n)$ - крутизна НУЭ и управляющее сопротивление МККС по i -му колебанию.

Рассмотрение процесса развития и установления многочастотных колебаний, а также условий (2.2) и (2.3) позволяет сделать вывод о том, что анализ устойчивости будет адекватным в том случае, если точно аппроксимирована характеристика НУЭ, детально описаны многорезонансная система, нелинейность МККС и учтены кроме основных

наиболее интенсивные комбинационные составляющие генерируемых колебаний.

Наибольшую сложность в решение задачи моделирования устойчивости многочастотных колебаний вносит требование учета комбинационных составляющих, что приводит к резкому увеличению степеней свободы (порядка или числа неизвестных системы уравнений балансов). Количество комбинационных составляющих p -го порядка от $r_{осн}$ основных частот определяется так:

$$r_{комб} = r_{осн}^p. \quad (2.4)$$

Например, для трех основных частот f_1, f_2, f_3 существуют девять комбинационных составляющих только второго порядка, а при анализе устойчивости и учете комбинационных составляющих только второго порядка необходимо рассматривать систему из 24 уравнений гармонических балансов. Кроме того, при воздействии на НУЭ основных и комбинационных составляющих возможно комбинационное взаимодействие колебаний. Например, при воздействии на НУЭ колебаний амплитуд V_1, V_2, V_p и частот $f_1, f_2, f_p = f_1 - f_2$ на выходе колебание частоты $f_1 = f_2 + f_p$ имеет две составляющие: J_{100} - реакцию НУЭ на воздействие составляющих амплитуды V_1 и частоты f_1 и J_{011} - реакцию НУЭ на воздействие двух составляющих амплитуд V_2, V_p и частот f_2, f_p . Поэтому крутизна НУЭ по колебанию V_1 имеет вид

$$S = \frac{J_1}{V_1} = \frac{J_{100} + J_{011}}{V_1} = \frac{J_{100}}{V_1} + \frac{J_{011}}{V_1} = S_{100} + S_{011}, \quad (2.5)$$

где у составляющих токов и крутизн индексы представляют собой наборы чисел m, n, l , являющихся коэффициентами соответствующих составляющих

комбинационных частот (2.1). Таким образом, при комбинационном взаимодействии крутизна содержит основную и комбинационную составляющие. Комбинационные слагаемые крутизн следует учитывать для тех составляющих воздействий, частоты которых выражаются через частоты других составляющих по формуле (2.1) без операций деления. Например, если

$$f_1 > f_2 \text{ и } f_3 = 2f_1 - 3f_2, \text{ то } f_1 = \frac{f_3 + 3f_2}{2}, \quad f_2 = \frac{2f_1 - f_3}{3} \text{ и крутизны}$$

$$S_1 = S_{100}, \quad S_2 = S_{010}, \quad S_3 = S_{001} + S_{230}. \quad (2.6)$$

В связи с изложенным при анализе устойчивости следует ограничиваться рассмотрением наиболее интенсивных комбинационных составляющих и предварительно отобрать учитываемые комбинационные составляющие. Для этого необходимо по частотам $f_{осн}$ основных составляющих (резонансным частотам МККС) рассчитать частоты комбинационных составляющих от второго до четвертого порядков, определить модули управляющего импеданса $|Z_y(j2\pi f_{комб})|$ МККС, учитывающей все элементы схемы генератора, в том числе и элементы выбора рабочей точки и другие активные сопротивления. Далее нужно отобрать те частоты $f_{комб}$, для которых

$$|Z_y(j2\pi f_{комб})| > 0.1 \max \{|Z_y(j2\pi f_{осн})|\}. \quad (2.7)$$

Отобранные комбинационные и составляющие основных частот $f_{осн}$ образуют n -вектор колебаний, учитываемых при анализе МКГ. При этом система комплексных уравнений гармонических балансов имеет вид

$$S_i(V_n) Z_{yi}(j2\pi f_i) = 1, \quad i = 1 \dots n. \quad (2.8)$$

Запишем систему неравенств Меллера (2.2) так:

$$Z_i = \left| \frac{\frac{dJ_i(V_n)}{dV_i} \text{ КС}}{\frac{dJ_i(V_n)}{dV_i} \text{ НУЭ}} \right|. \quad (2.9)$$

Параметр Z_i можно считать количественным критерием запаса устойчивости в "малом" автоколебательной системы по i -му колебанию в окрестности стационарной точки (V_i, J_i) .

Режим многочастотных колебаний кварцевого генератора устойчив, если существуют ненулевые векторы амплитуд V_n и частот f_n , удовлетворяющие системе уравнений (2.8), и стационарные точки системы отвечают неравенствам (2.2) или (2.9) устойчивости амплитуд и неравенствам устойчивости частот:

$$\frac{d \Phi_{yi}(\omega_i)}{d \omega_i} < 0, \quad (2.10)$$

где $\Phi_{yi}(\omega_i)$ - аргумент управляющего импеданса $Z_y(j\omega)$ МККС для каждой из частот i -х колебаний.

Наиболее часто используются [47,72,76] многочастотные транзисторные кварцевые генераторы (МТКГ) с двухрезонансной кварцевой колебательной системой. Так, например, в МТКГ на базе емкостной трехточки МККС обеспечивает фильтрацию основных (кварцованных) колебаний и низкочастотных комбинационных составляющих, а также подавление верхних частотных комбинационных составляющих. На рис. 2.2

показаны полная трехточечная МККС, а также ее эквивалентные схемы на каждой из кварцованных частот, на низких (ниже кварцованных) и на высоких (выше кварцованных) частотах.

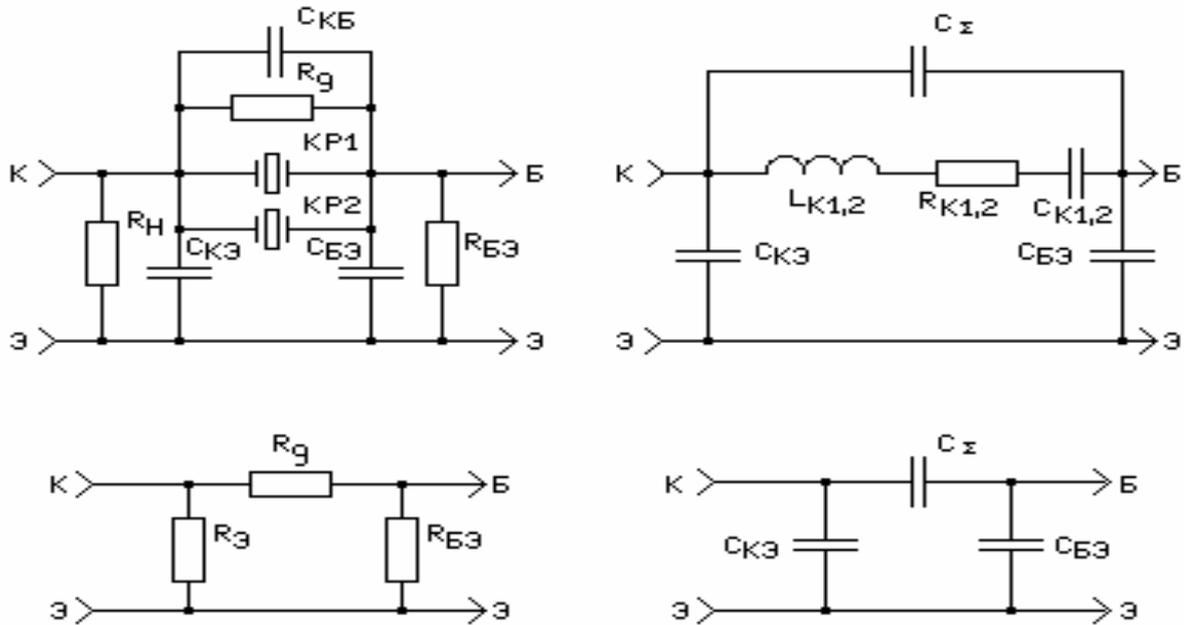


Рис. 2.2

Здесь R_n , R_δ , $R_{бэ}$ - сопротивления нагрузки, делителя и входа НУЭ - биполярного транзистора; $C_{кэ}$, $C_{бэ}$ - емкости связи трехточечной колебательной системы с учетом емкостей монтажа и переходов "коллектор - эмиттер" и "база - эмиттер" транзистора; $C_{кб}$ - проходная емкость транзистора; $C_e = C_{01} + C_{02} + C_{кб}$; $C_{01,2}$, $C_{к1,2}$, $L_{к1,2}$, $R_{к1,2}$ - статические и динамические емкости, динамические индуктивности и сопротивления кварцевых резонаторов. Управляющий импеданс трехточечной колебательной системы

$$Z_y = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}, \quad (2.11)$$

где Z_1 , Z_2 , Z_3 - входной, выходной, проходной импедансы колебательной системы генератора (см. рис. 2.2).

При реальных номиналах $R_{\mu} = 1$ кОм, $R_{\theta} = R_{\theta\theta} = 10$ кОм, $C_{кэ} = C_{\theta\theta} = 100$ пФ, $C_e = 10$ пФ модули управляющих импедансов $A = |Z_y|$ на частотах $f < f_{1,2}/10$ и $f > f_{1,2}/10$ составляют $A = 500$ Ом и $A = 30$ Ом. При крутизнах НУЭ $S \leq 10$ мА/В управляющие сопротивления $R_{y1,2} = A_{1,2} = 1/S = 100$ Ом.

Приведенные данные свидетельствуют о том, что в емкостных трехточечных автоколебательных системах при анализе устойчивости многочастотных режимов необходимо учитывать низкочастотные комбинационные составляющие, а для случаев, когда $f_p = f_1 - f_2 = f_{1,2}/10$, - только разностную составляющую второго порядка.

Такие генераторы можно представить схемой (рис. 2.3).

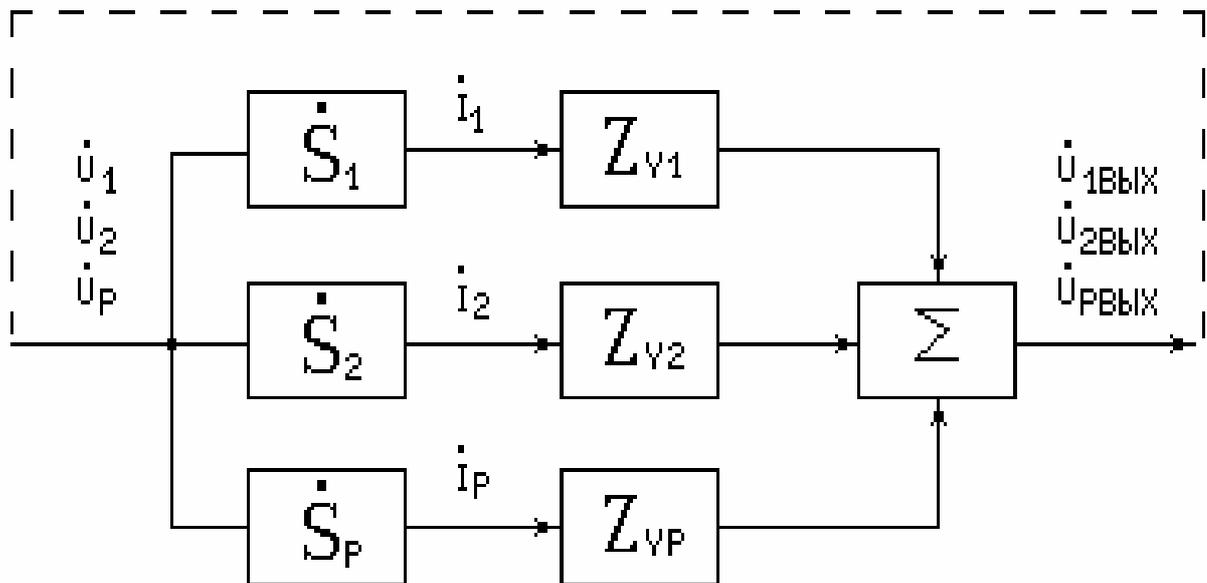


Рис. 2.3

Уравнения балансов имеют такой вид:

$$V_1 = V_{1\text{вых}} \quad V_2 = V_{2\text{вых}} \quad V_3 = V_{3\text{вых}} \cdot \quad (2.12)$$

С учетом $f_1 > f_2$, $f_p = f_1 - f_2$, $f_1 = f_2 + f_p$, $f_1 = f_2 - f_p$ и комбинационного взаимодействия вида (2.5) крутизны

$$S_1 = S_{100} + S_{011}; \quad S_2 = S_{010} + S_{101}; \quad S_3 = S_{001} + S_{110}, \quad (2.13)$$

где
$$S_{100} = \frac{J_{100}}{V_1} \cdot e^{j\Phi_B}; \quad S_{011} = \frac{J_{011}}{V_1} \cdot e^{j(\Phi_2 + \Phi_p + \Phi_B - \Phi_1)};$$

$$S_{010} = \frac{J_{010}}{V_2} \cdot e^{j\Phi_B}; \quad S_{101} = \frac{J_{101}}{V_2} \cdot e^{j(\Phi_1 - \Phi_p + \Phi_B - \Phi_2)}; \quad (2.14)$$

$$S_{001} = \frac{J_{001}}{V_p} \cdot e^{j\Phi_B}; \quad S_{110} = \frac{J_{110}}{V_p} \cdot e^{j(\Phi_1 - \Phi_p + \Phi_B - \Phi_2)};$$

J_{mnl} - m, n, l -е составляющие амплитуд выходных токов НУЭ;

Φ_1, Φ_2, Φ_p - фазы колебаний на входе НУЭ.

Введем обозначение $\alpha = (\Phi_1 - \Phi_2) - \Phi_p$ и с учетом (2.13), (2.14) преобразуем уравнение балансов (2.12):

$$\begin{aligned} (S_{100} + S_{011} \cdot e^{-jd}) \cdot e^{j\Phi_B} \cdot (R_{y1} + jX_{y1}) &= 1; \\ (S_{010} + S_{101} \cdot e^{jd}) \cdot e^{j\Phi_B} \cdot (R_{y2} + jX_{y2}) &= 1; \\ (S_{001} + S_{110} \cdot e^{jd}) \cdot e^{j\Phi_B} \cdot R_{yp} \cdot e^{jA} &= 1, \end{aligned} \quad (2.15)$$

где $R_{y1,2}$ и $X_{y1,2}$ - реальная и мнимая части управляющего импеданса МККС на частотах f_1, f_2 основных колебаний;

R_{yp}, A - модуль и аргумент управляющего импеданса на частоте разностного колебания.

При наличии в МТКГ цепей автоматического смещения к системе (2.15) добавляется уравнение

$$E_{\delta} = E_{\delta 0} - J_{000} R_{ac}, \quad (2.16)$$

где E_{60} , E_6 - начальное и действующее смещения на входе НУЭ;

J_{000} - составляющая выходного тока НУЭ для $m = n = l = 0$;

R_{ac} - сопротивление автосмещения.

В случае применения НУЭ с $f_{раб} \ll f_{zp}$ и $\Phi = \pi + \arctg(f_{раб}/f_{zp})$ система (2.15) с учетом формулы Эйлера принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}
 &-(S_{100}+S_{011} \cos \alpha)R_{y1} - S_{011}X_{y1} \sin \alpha - 1 = 0; \\
 &-(S_{100}+S_{011} \cos \alpha)X_{y1} + S_{011}R_{y1} \sin \alpha = 0; \\
 &-(S_{010}+S_{101} \cos \alpha)R_{y2} + S_{101}X_{y2} \sin \alpha - 1 = 0; \\
 &-(S_{010}+S_{101} \cos \alpha)X_{y2} - S_{101}R_{y2} \sin \alpha = 0; \\
 &-(S_{001}+S_{110} \cos \alpha)R_{yp} \cos A + S_{110}R_{yp} \sin A \sin \alpha - 1 = 0; \\
 &-(S_{001}+S_{110} \cos \alpha)R_{yp} \sin A - S_{110} R_{yp} \cos A \sin \alpha - 1 = 0.
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

При выполнении фазовых условий обеспечения ПОС по разностному колебанию, т.е. при $A = \pi$ шестое уравнение упрощается:

$$-S_{110} R_{yp} \sin \alpha = 0. \tag{2.18}$$

Предположим, что режим работы НУЭ "нежесткий" и нелинейный, когда $S_{110} \neq 0$ и цепь ОС по разностному колебанию не разомкнута, т. е. $R_{yp} \neq 0$. При этом в уравнении (2.18) $\alpha = 0$ и система (2.17) принимает вид:

$$\begin{aligned}
 &-(S_{100}+S_{011})R_{y1} - 1 = 0; \\
 &-(S_{100}+S_{011})X_{y1} = 0; \\
 &-(S_{010}+S_{101})R_{y2} - 1 = 0; \\
 &-(S_{010}+S_{101})X_{y2} = 0; \\
 &(S_{001}+S_{110})R_{yp} - 1 = 0.
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Второе и четвертое уравнения балансов (2.19) для “нежесткого” и нелинейного режимов НУЭ, когда $S_{100} + S_{011} \neq 0$ и $S_{010} + S_{101} \neq 0$, имеют решения при $X_{y1,2} = 0$ на резонансных частотах f_1, f_2 МККС. Для существования стационарной точки (2.19) необходимо удовлетворить:

$$\begin{aligned} -(S_{100} + S_{011})R_{y1} &= 1; \\ -(S_{010} + S_{101})R_{y2} &= 1; \\ (S_{001} + S_{110})R_{yp} &= 1. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Существование решений системы (2.20) определяется видом нелинейности НУЭ или зависимостями $S_{mn}(V_1, V_2, V_p)$.

“Нежесткому” и нелинейному режимам НУЭ может соответствовать $S_{011} = 0$, если характеристика НУЭ центрально-симметрична и комбинационные составляющие второго порядка, в том числе и J_{011} , подавлены на выходе НУЭ. Тогда уравнение (2.18) может иметь решение при любом $\alpha \neq 0$, $S_{101} = S_{110} = 0$, и система (2.17) принимает такой вид:

$$\begin{aligned} -S_{100} R_{y1} &= 1; \\ -S_{100} X_{y1} &= 0; \\ -S_{010} R_{y2} &= 1; \\ -S_{010} X_{y2} &= 0; \\ S_{001} R_{yp} &= 1. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Если МТКГ построен на основе одночастотного кварцевого генератора, в котором амплитудные и фазовые условия возбуждения, т.е. первые четыре уравнения (2.21), выполняются для каждого из колебаний, то для обеспечения многочастотных колебаний необходимо, чтобы $S_{001} R_{yp} = 1$.

Таким образом, в случае центрально-симметричной нелинейности НУЭ ($S_{011} = S_{101} = S_{110} = 0$) МТКГ можно представлять тремя независимыми генераторами и для возбуждения многочастотного режима обеспечивать амплитудные и фазовые условия возбуждения для каждого из колебаний. Аналогичная независимость условий возбуждения каждого из колебаний осуществляется, если разорвать кольцо по разностному колебанию, т.е. обеспечить $R_{yp} = 0$, $V_p = 0$, $J_{001} = J_{101} = J_{011} = 0$ и с учетом (2.14) $S_{001} = S_{101} = S_{011} = 0$. При этом система (2.17) упрощается к виду (2.21) без последнего уравнения.

Эти тривиальные случаи позволяют сделать вывод о том, что обеспечение разрыва кольца ПОС приводит к возможности обеспечения многочастотных колебаний МТКГ.

При существовании ПОС и обеспечении фазового условия для разностного колебания возможны стационарные решения системы уравнений гармонических балансов, если выполняется (2.20). В том и другом случаях фазовые и амплитудные условия по основным и разностному комбинационному колебаниям независимы, и генератор является изохронным. Зависимость частот колебаний от амплитуд проявляется при $A \neq \pi$, $S_{mnl} \neq 0$ и в общем случае $\alpha \neq 0$, $X_{y1,2} \neq 0$.

В этих случаях могут быть неосуществимы режимы многочастотных колебаний, если не удовлетворяется необходимое условие - наличие ненулевых решений системы уравнений балансов (2.15) или не реализуется достаточное условие (2.9) устойчивости стационарных точек. При выполнении (2.15) и (2.9) возможны многочастотные колебания в определенных зонах параметров элементов автоколебательных систем.

Анализ тривиальных случаев позволяет выделить следующие пути обеспечения устойчивости асинхронных МТКГ с "мягким" режимом работы активных элементов.

1. Обеспечение разрыва обратной связи для комбинационных колебаний:
 - введением в кольцо ОС генератора режекторных фильтров для комбинационных колебаний;
 - компенсацией комбинационных составляющих в какой-либо точке кольца ОС генераторов;
 - использованием НУЭ с центрально-симметричной характеристикой.
2. Удовлетворение условий гармонических балансов для комбинационных колебаний:
 - введением цепей инерционной отрицательной обратной связи в схемы генераторов;
 - включением в схемы генераторов элементов дополнительной регенерирующей положительной ОС (ПОС) на частотах комбинационных колебаний;
 - включением в схемы генераторов элементов дополнительной не регенерирующей ПОС на частотах комбинационных колебаний.

В случае, если МТКГ базируется на трехточечной активной части генератора с емкостной связью, разрыв кольца ОС или выполнение условий гармонических балансов необходимо обеспечивать только для разностного комбинационного колебания частоты $f_p = f_1 - f_2$, где $f_{1,2}$ - частоты кварцованных колебаний, так как остальные комбинационные колебания достаточно хорошо фильтруются колебательной системой генератора и входной RC-цепью активного элемента.

Меры повышения устойчивости многочастотных колебаний МТКГ не должны нарушать условий гармонических балансов и эквивалентных схем генераторов на частотах $f_{1,2}$ основных кварцованных колебаний, и резонансные промежутки используемых кварцевых резонаторов не должны перекрываться.

2.2. Схемотехника многочастотных транзисторных кварцевых генераторов

В работах [3,18,47,49,70] описаны модификации двухчастотных генераторов, типовая структура которых содержит полосовые фильтры ПФ1 и ПФ2, нелинейные звенья НЗ1 и НЗ2, сумматор С, двухмодовый кварцевый фильтр ДКФ и линейное усилительное устройство ЛУЗ (рис. 2.4).

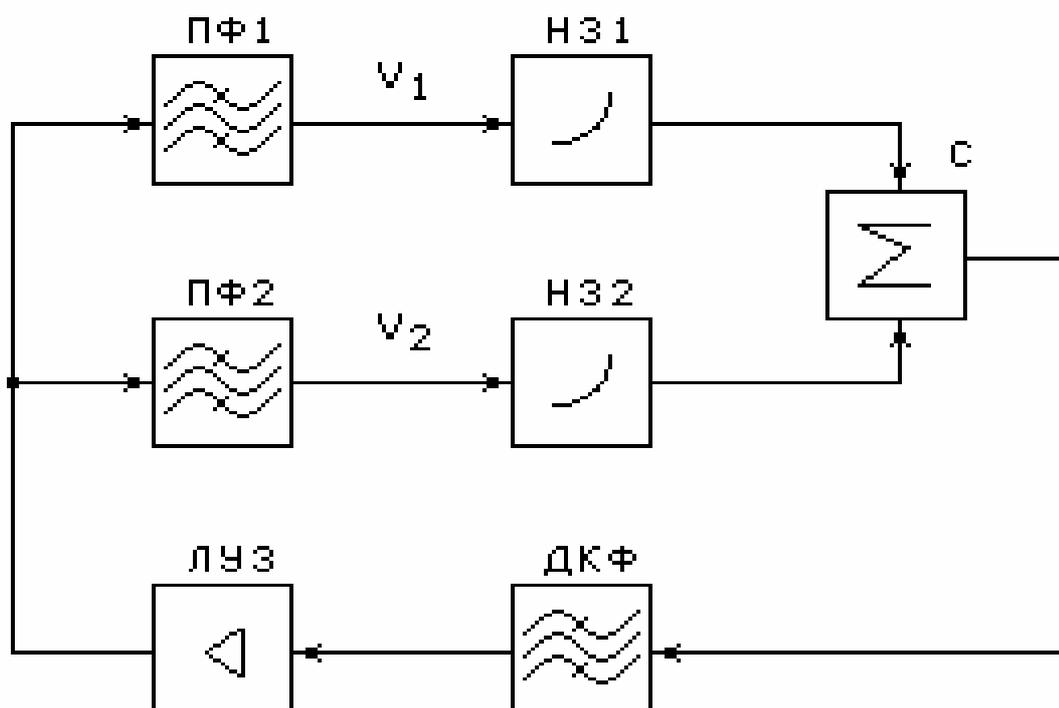


Рис. 2.4

Устойчивость двухчастотных колебаний частот, стабилизируемых резонансами ДКФ, обусловлена отсутствием конкуренции генерируемых колебаний. Эти колебания подаются на нелинейные звенья в разделенном полосовыми фильтрами виде, уравнения балансов амплитуд оказываются независимыми (2.21). Амплитуды V_1 , V_2 и устойчивость генерируемых колебаний задаются независимыми нелинейностями НЗ1 и НЗ2.

В основе МТКГ (рис. 2.5) лежит двухкаскадная (на усилителях с общими базой и коллектором) схема генератора с кварцем в цепи обратной связи. В

схеме использованы отдельные нелинейности центрально-симметричного характера на параллельно встречно-включенных диодах VD1,2 и VD3,4 [69].

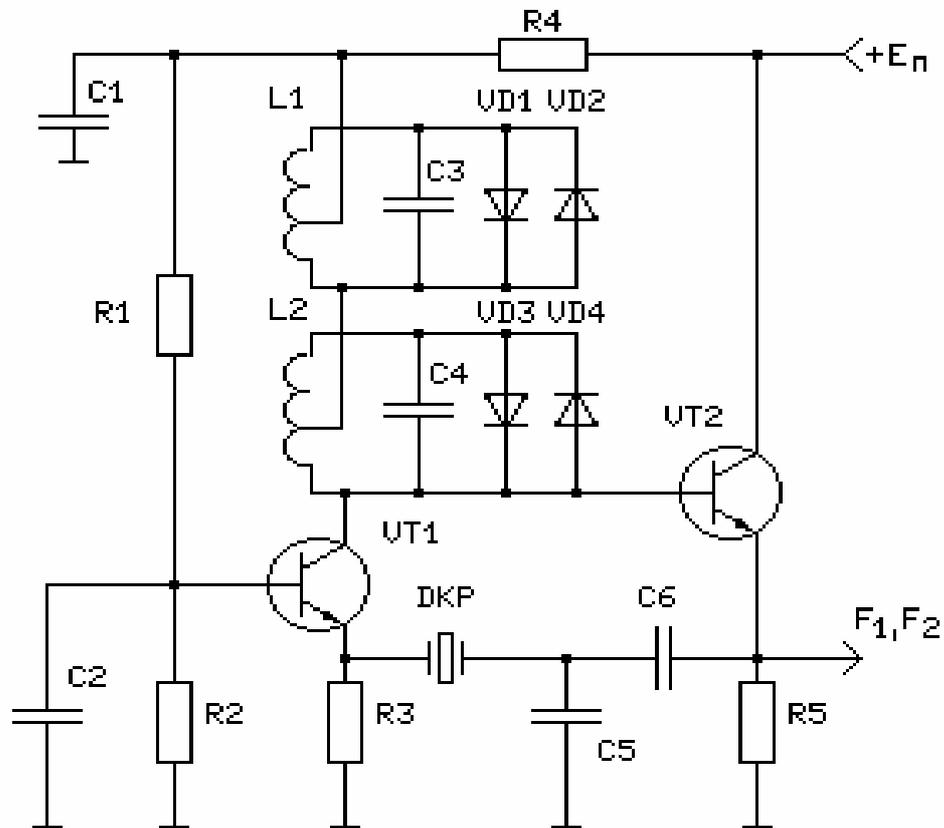


Рис. 2.5

В работе [18] описан один из вариантов МТКГ с нелинейными звеньями (рис.2.6) функционального типа на кольцах ФАПЧ. В таком устройстве (рис.2.7) функции ограничения и установления амплитуды выполняют нелинейные элементы подстраиваемых генераторов (ПГ) и отсутствует необходимость преселекции многочастотного сигнала полосовыми фильтрами (ПФ1, ПФ2), поскольку нелинейные звенья (НЗ) на кольце ФАПЧ (см. рис. 2.6) захватывают одну из составляющих многочастотного сигнала генератора.

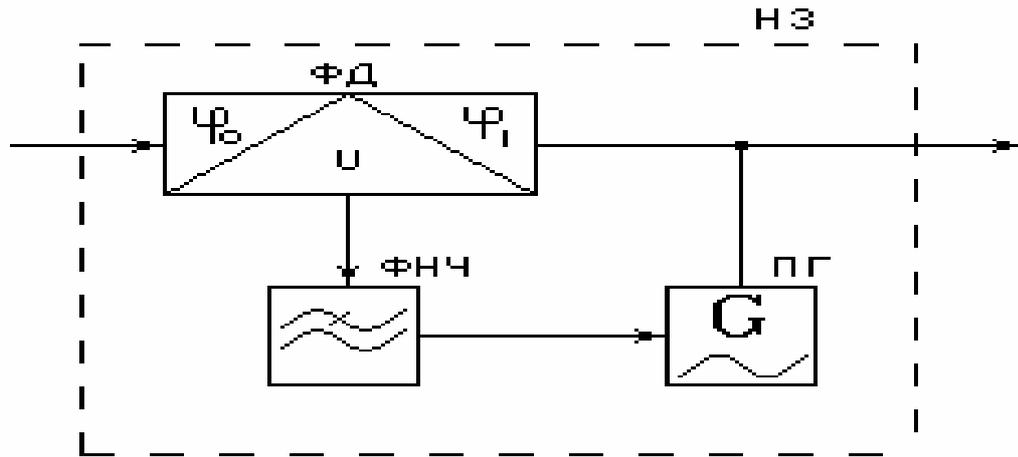


Рис. 2.6

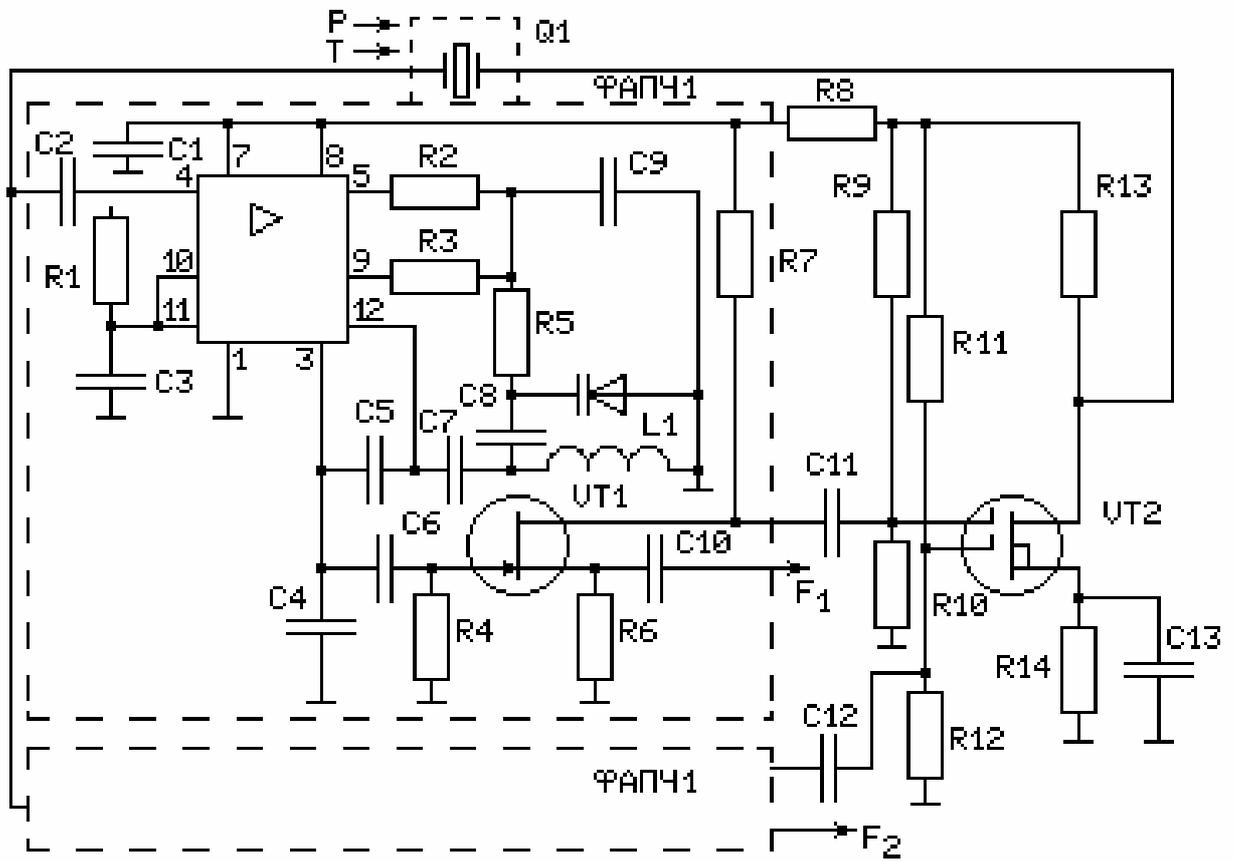


Рис. 2.7

На рис. 2.8 показана принципиальная схема двухчастотного генератора [8,70] с двумя активными частями на основе транзисторных усилителей. В нем автогенераторное кольцо на частоту нижней ангармоники резонатора

выполнено по бесконтурной трехточечной схеме с общим коллектором (СОК) на транзисторе VT1. Индуктивность L1 и конденсаторы C2, C3 образуют фильтр нижних частот (ФНЧ), который преграждает путь колебаниям с частотой верхней ангармоники кварцевого резонатора в низкочастотную часть генератора.

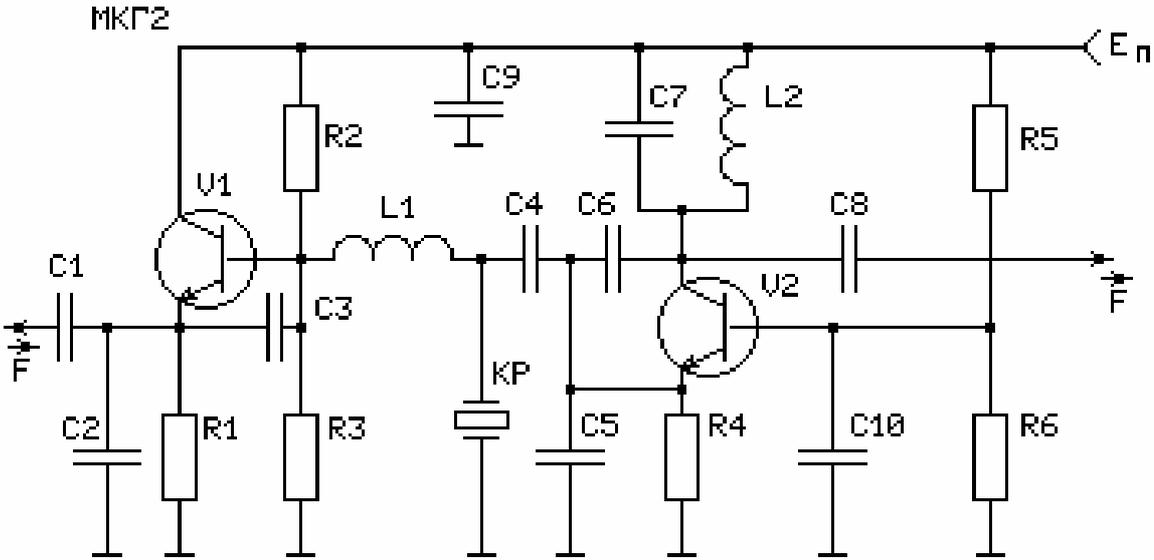


Рис. 2.8

На транзисторе VT2 собрано автогенераторное кольцо на частоту основной гармоники кварцевого резонатора, которое представляет собой емкостную трехточечную схему с общей базой (СОБ), в которой кварцевый резонатор (КР) выполняет роль индуктивности, а цепь, состоящая из параллельно соединенных конденсатора C5, КР и конденсатора C4, на частоте генерации имеет емкостный характер. При этом соотношение емкостей конденсаторов C5 и C6 выбирают таким, чтобы без учета эквивалентной индуктивности КР условие баланса амплитуд в этой части генератора не выполнялось (C5 должна быть достаточно велика).

Возможны и другие сочетания различных вариантов фильтрующих и трехточечных схем, образующих МТКГ.

На рис. 2.9, 2.10 показаны схемы трехточечных МТКГ на основе двухтактного усилительного каскада с общим эмиттером (СОЭ) и с отдельными нелинейностями - нелинейными параметрическими варикапами. В МТКГ (см. рис. 2.9) транзисторы плеч выполняют функции отдельных нелинейностей.

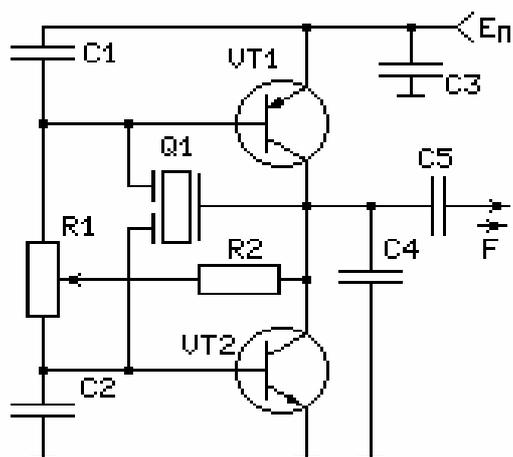


Рис. 2.9

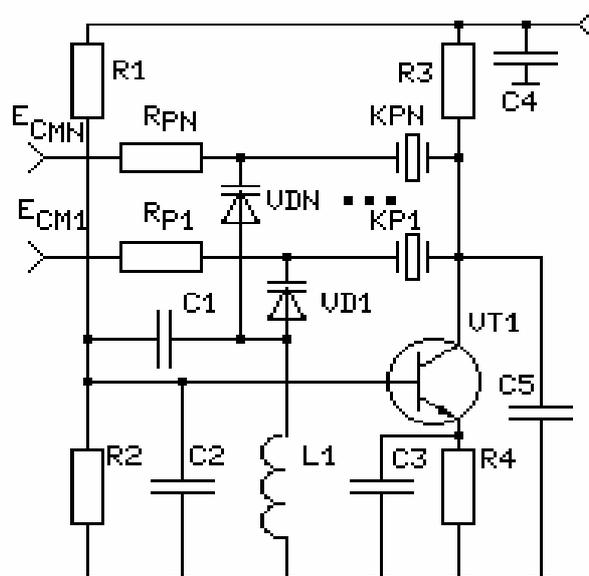


Рис. 2.10

В соответствии с рекомендациями, изложенными в подразд. 2.1 и работе [47], МТКГ с общей нелинейностью могут быть представлены структурной схемой, показанной на рис. 2.11.

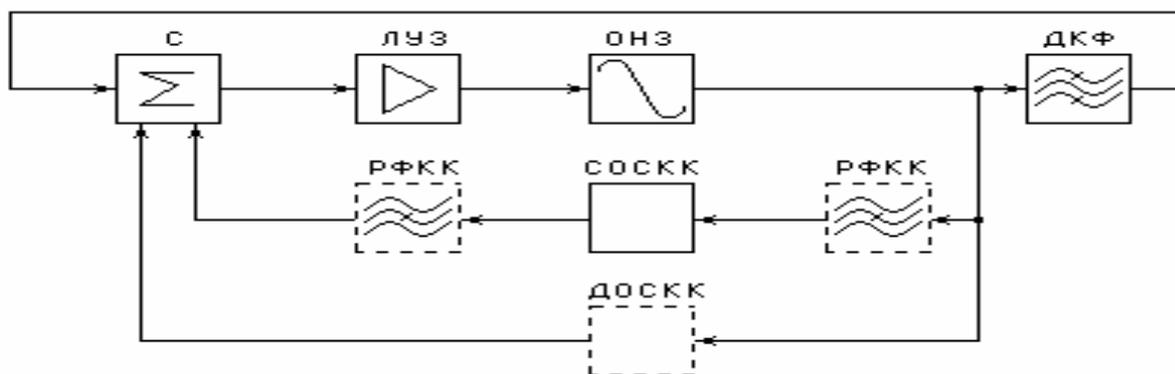


Рис. 2.11

Здесь ЛУЗ - линейное усилительное звено, ОНЗ - общее нелинейное звено, ДКФ - двухчастотный кварцевый фильтр, СОСКК - собственные обратные связи для комбинационных колебаний, С - сумматор, РФКК -

режекторные фильтры комбинационных колебаний, ДОСКК - дополнительные обратные связи для комбинационных колебаний.

Показанные пунктиром узлы в МТКГ могут отсутствовать. Узлы СОСКК и ДОСКК могут быть широкополосными или узкополосными, усилительными или аттенуаторными, без задержки или с запаздыванием, схемными или эквивалентными (за счет паразитных элементов). Очень часто СОСКК образуются цепями питания усилительных элементов.

РФКК относятся наряду с ДОСКК к специально введенным цепям обеспечения устойчивости многочастотных колебаний, включаются на входе или выходе нелинейно-усилительной части генератора и служат для подавления на входе ОНЗ наиболее интенсивных комбинационных колебаний, возникших при воздействии на него полигармонических колебаний.

ДОСКК могут обеспечивать:

- инерционную обратную связь с постоянной времени τ_{oc} , которая при отсутствии цепи ПОС для разностного комбинационного колебания частоты ω_p приведет к удовлетворению баланса и устойчивости фазы разностного колебания, если

$$\begin{aligned} A(\omega_p) / \omega_p B(\omega_p) < \tau_{oc} < 1 / \omega_p, \\ A(\omega_p) < B(\omega_p), B(\omega_p) > 0, \end{aligned} \quad (2.22)$$

где $A(\omega_p)$, $B(\omega_p)$ - действительная и мнимая части управляющего импеданса $Z_y(j\omega_p)$ колебательной системы генератора на частоте ω_p разностного колебания без учета цепи автосмещения;

- компенсацию комбинационных колебаний, прошедших на вход ОНЗ через СОСКК, регенерирующую или нерегенерирующую положительную обратную связь для комбинационных колебаний.

РФК и ДОСКК (см. рис. 2.11) отсутствуют в многочастотных кварцевых генераторах, если в них реализована нелинейность ОНЗ, стимулирующая устойчивый асинхронный режим колебаний. С учетом анализа [40] при возбуждении многочастотных колебаний следует использовать нелинейности N -вида, при которых слабое колебание подчеркивается сильным, т. е. обеспечивается стимулирование развития менее интенсивного колебания. При этом не допускается крайнее проявление N -образной характеристики - жесткий режим работы генератора, когда крутизна начального участка меньше $S_{зр}$, требуемой для самовозбуждения.

Наилучшая нелинейность (рис. 2.12) сочетает N -вид на начальном этапе с $S_{нач} > S_{зр}$ и S -вид на участке больших амплитуд и является центрально-симметричной. Такие характеристики реализуются активными двухтактными элементами, например, в схеме многочастотного генератора [40] (рис. 2.13).

Испытания показывают, что такой генератор обеспечивает бесподстроечный двухчастотный режим с кварцевыми резонаторами на частоты до 80 МГц с разносом $f_p = 20 \text{ кГц} \dots 5 \text{ МГц}$.

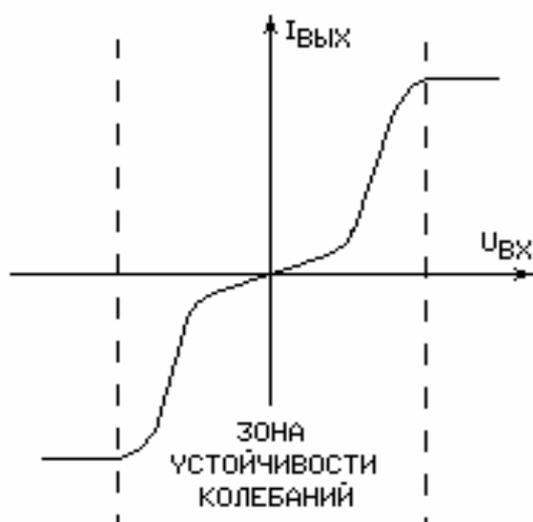


Рис. 2.12

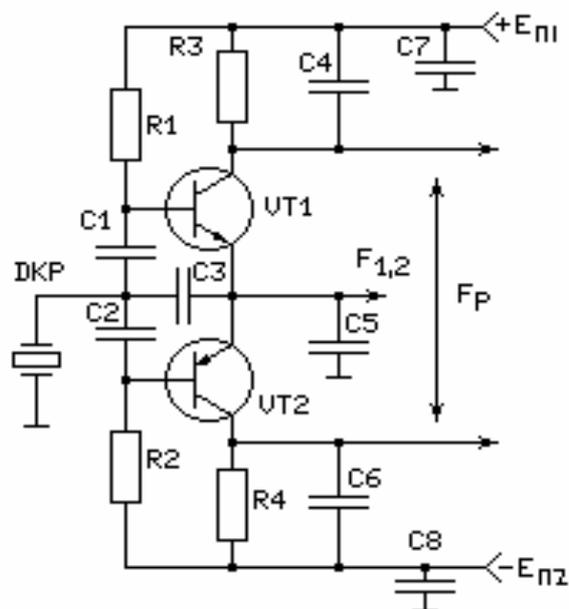


Рис. 2.13

Для подавления комбинационных колебаний на входе нелинейного усилительного звена могут быть использованы цепи РФКК (рис. 2.14), шунтирующие точки подключения на частоте f_p последовательного резонанса и имеющие большое сопротивление на частоте f_0 параллельного резонанса и емкостный характер на $f > f_0$.

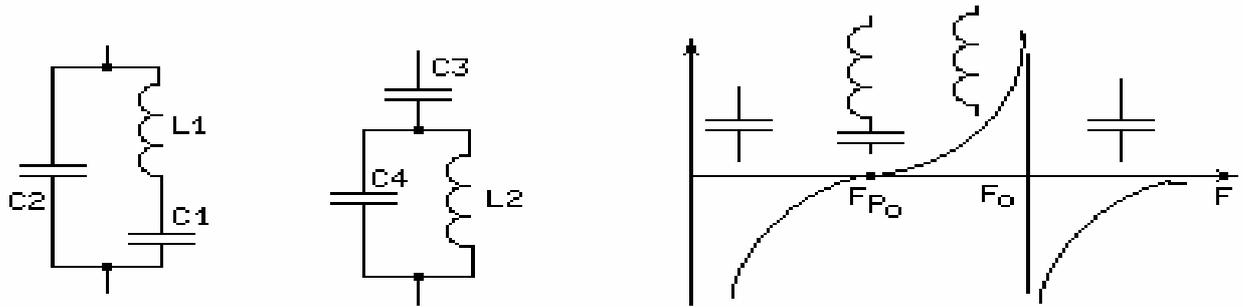


Рис. 2.14

При заданных резонансных частотах f_0 , f_{p0} и равных индуктивностях $L_1 = L_2$ емкости конденсаторов цепей (см. рис. 2.14) определяются так:

$$C_3 = C_1 - C_1 C_2 / (C_1 + C_2), \quad C_4 = C_1 C_2 / (C_1 + C_2). \quad (2.23)$$

Таким образом, $C_{1,2} > C_4$, $C_1 > C_3$. При емкостях $C_1 = C_3$, $C_2 = C_4$

$$L_2 = L_1 C_1 / (C_1 + C_2). \quad (2.24)$$

Первая цепь (см. рис. 2.14) чаще используется, так как последовательным контуром удобно фильтровать колебание разностной частоты. Схемы МТКГ с емкостной связью и режекторными цепями (см. рис. 2.14), отличающиеся подключением электродов транзистора относительно общей шины (СОК, СОЭ, СОБ) и включением режекторной цепи на входе и выходе транзистора, даны на рис. 2.15. Резонансная частота $L_1 C_1$ -контура

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = f_{k1} - f_{k2}, \quad (2.25)$$

где $f_{k1,2}$ - резонансные частоты двухчастотного кварцевого резонатора.

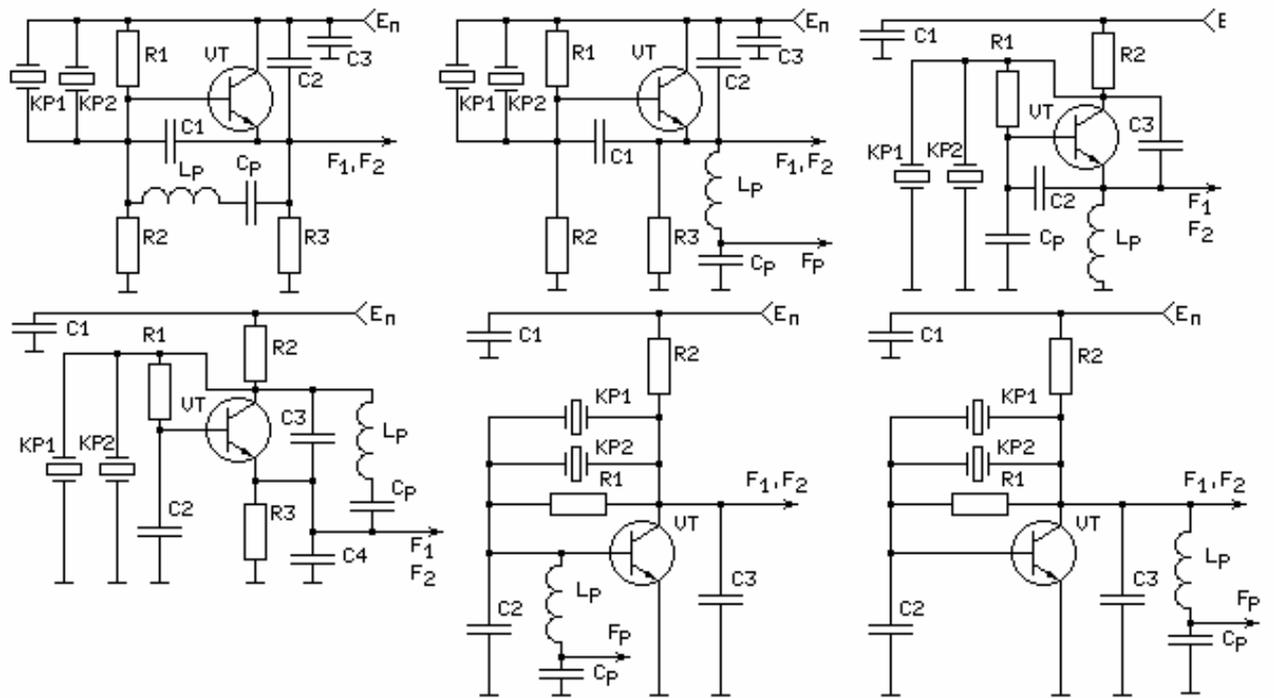


Рис.2.15

Экспериментальные зависимости амплитуды U_p разностного колебания от добротности Q_p и относительной расстройки

$$\delta_p = \frac{f_{p0} - |f_{k1} - f_{k2}|}{|f_{k1} - f_{k2}|}$$

контура в генераторе (см. рис. 2.15) даны на рис. 2.16.

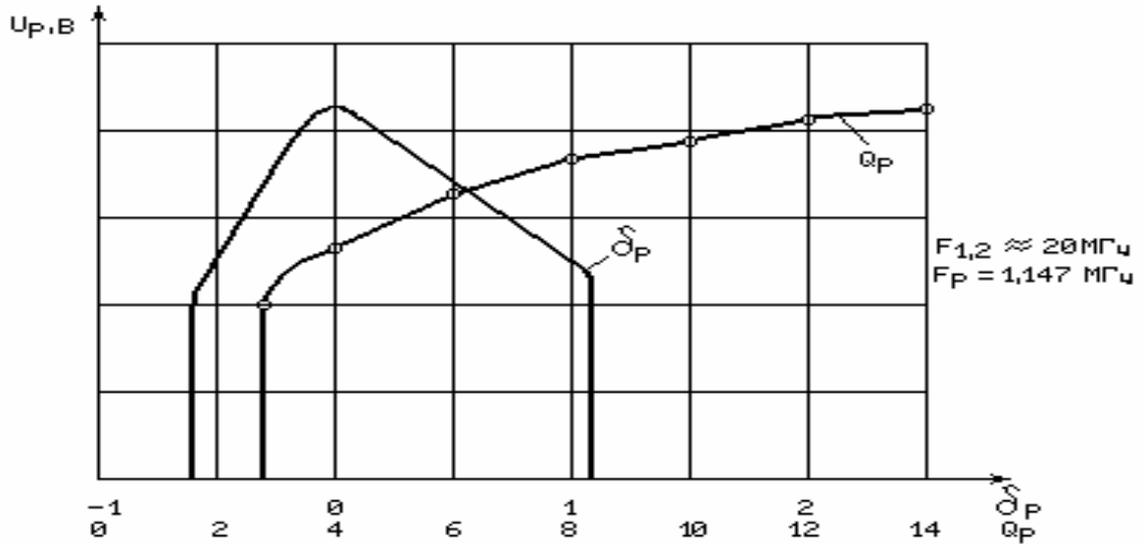


Рис. 2.16

Устойчивый двухчастотный режим поддерживался в исследуемом генераторе в интервале расстроек разностного контура от 0,5 до 1, что свидетельствует о широком диапазоне рабочих температур и слабой чувствительности работоспособности устройства к технологическому разбросу параметров элементов системы такого многочастотного генератора.

При $f_p = f_{k1} - f_{k2} \geq f_{k1,2}/10$ хорошая режекция разностной составляющей возможна в колебательной системе (рис.2.17) без $L_p C_p$ -контура.

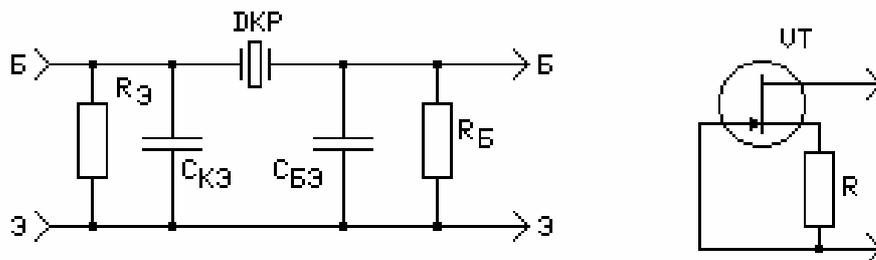


Рис. 2.17

Это объясняется тем, что входная и выходная RC-цепи трехточки с емкостной связью являются ФНЧ. Если их частоты среза

$$f_{\text{фнч}} = 1/2\pi R_{э,б} C_{кэ,бэ} < f_p \quad (2.26)$$

то разностное колебание подавляется и на вход нелинейного усилительного элемента не поступает. Обычно $R_{б} \gg R_{э}$, поэтому на практике удовлетворяется неравенство (2.26), если в качестве эмиттерной нагрузки устройств (см. рис. 2.15) использовать генератор тока (см. рис. 2.17) с большим сопротивлением и меньшей частотой $f_{\text{фнч}}$. Это позволяет также уменьшить емкости связи трехточечной колебательной системы, увеличить фактор регенерации и обеспечивать возбуждение кварцевых резонаторов с большими динамическими сопротивлениями. В устройстве (рис. 2.18) генератор тока на транзисторе VT2 частотно-избирательный. Так как частота среза $R_{\phi}C_{\phi}$ -фильтра выбрана из условия

$$f_p < f_{\phi} = 1/2 \pi R_{\phi} C_{\phi} < f_{1,2}, \quad (2.27)$$

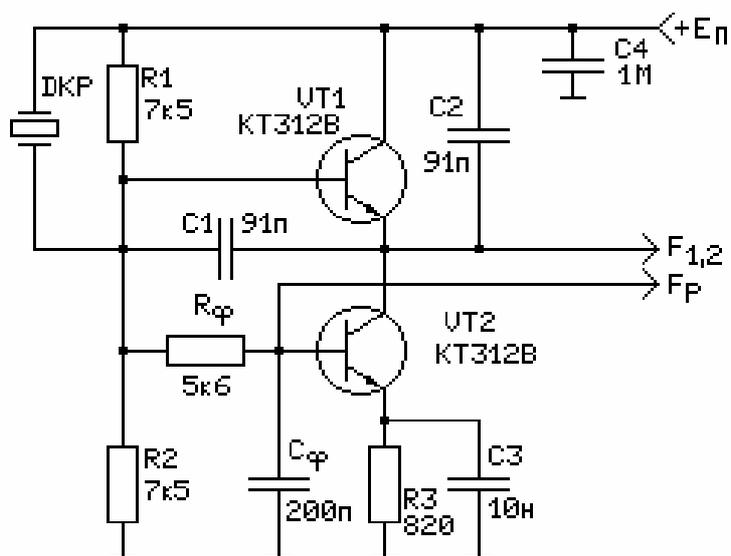


Рис. 2.18

то каскад на транзисторе VT2 имеет большое сопротивление генератора тока на частотах $f_{1,2}$ кварцеванных колебаний и малое сопротивление на частоте $f_p = f_1 - f_2$ разностного колебания. Таким образом, на выходе усилительного звена разностное колебание подавляется. Генератор (см. рис. 2.18) испытан с резонаторами на частотах:

$f_1 = 33,2$ МГц, $f_2 = 31,7$ МГц, $f_p = 1,5$ МГц, и устойчиво работает в асинхронном режиме при $T = -60...+120$ °С и $E_n = 3...30$ В.

В генераторах с режектированием разностного колебания общая шина может быть подключена к средней точке режекторного контура (рис. 2.19). При этом на частотах f_1, f_2 основных колебаний конденсатор емкости C_1 имеет малое сопротивление, включение активного элемента относительно общей шины можно считать с "общей базой". Устойчивость двухчастотных колебаний в генераторе (см. рис. 2.19) сохраняется при $E_n = 4 ... 30$ В для частот $f_1 = 20$ МГц, $f_2 = 16$ МГц, $f_p = 4$ МГц емкость $C_1 = 150 ... 200$ пФ, для $f_1 = 33,2$ МГц, $f_2 = 31,7$ МГц, $f_p = 1,5$ МГц $C_1 = 200 ... 300$ пФ и для $f_{1,2} = 13$ МГц, $f_p = 68$ кГц $C_1 = 22...68$ пФ.

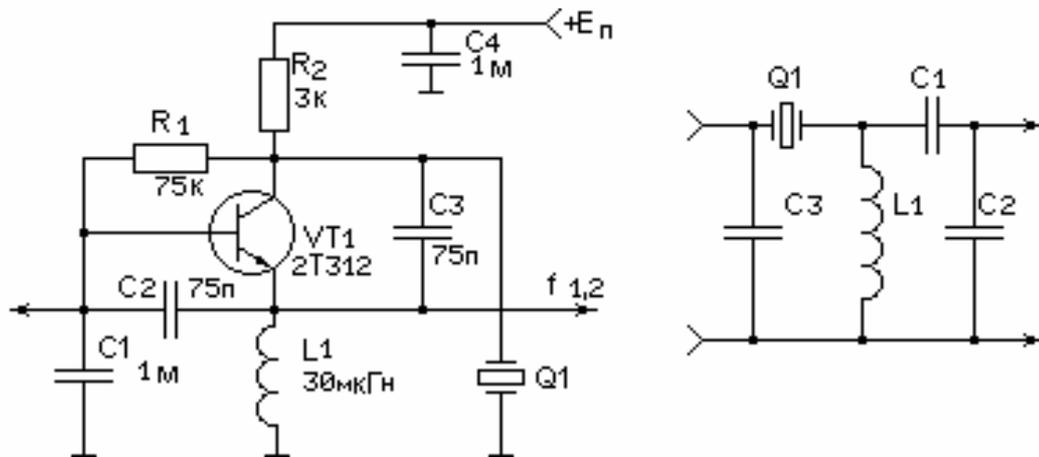


Рис. 2.19

Генератор (рис. 2.20) с режектированием разностного колебания включает в себя эквивалентную индуктивность L_{p2} на реактивном транзисторе (гираторной схеме) VT2. В устройстве поддерживается устойчивый двухчастотный режим колебаний при питающих напряжениях $E_n = 3...25$ В в диапазоне $f_{1,2} = 5...25$ МГц, $f_p = 10$ кГц...5 МГц, если $C_1 = 10$ нФ...1 мФ (нижняя граница для $f_{p \text{ макс}}$, верхняя - для $f_{p \text{ мин}}$) и

$$R_{\phi n} C_{\phi n} = 1 / \sqrt{\omega_1 \omega_2} < R_{\phi} C_{\phi}, \omega_2 > \omega_1. \quad (2.28)$$

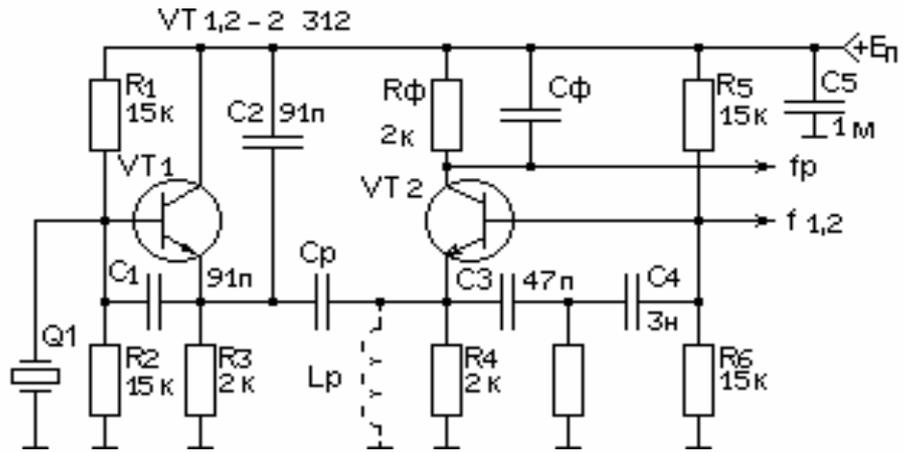


Рис. 2.20

Схемы многочастотных кварцевых генераторов с отрицательной инерционной обратной связью показаны на рис. 2.21 [77], 2.22 [47], 2.23 [11].

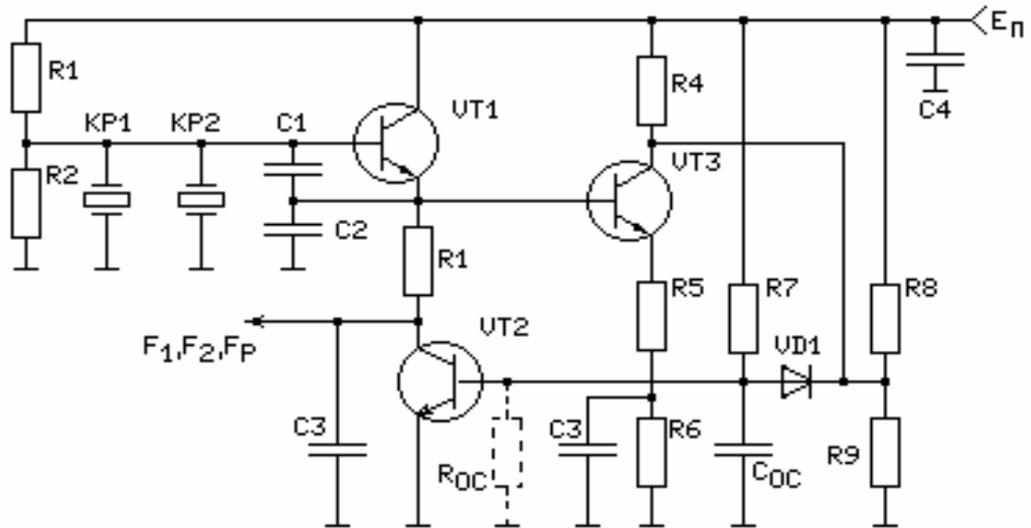


Рис. 2.21

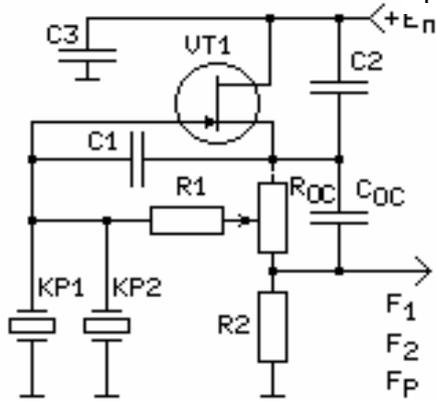


Рис. 2.22

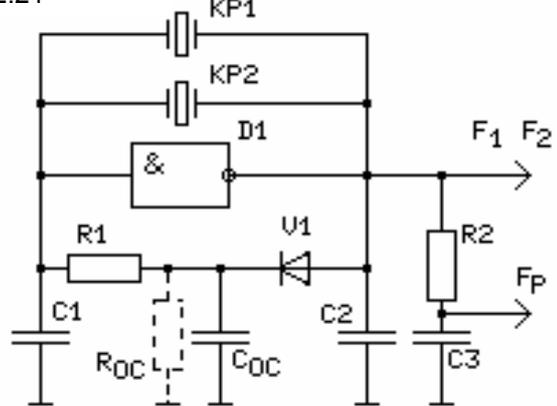


Рис. 2.23

В этих генераторах для кварцованных колебаний отрицательная обратная связь отсутствует, так как $\tau_{oc} \gg 1/2 \pi f_{1,2}$, а для разностного колебания при выполнении условия (2.22) она имеет положительный характер с недостаточным для самовозбуждения разностного колебания фактором регенерации. Для появившегося на нелинейности разностного комбинационного колебания удовлетворяются условия баланса и устойчивости фазы, что наряду с выполнением условий гармонических балансов и устойчивости для кварцованных колебаний приводит к устойчивому режиму колебаний многочастотных кварцевых генераторов (см. рис. 2.21, 22, 23). Для генератора (см. рис. 2.23) на рис. 2.24 показаны осциллограммы на выходе активного элемента D1 и на $R_{oc}C_{oc}$ -цепи.

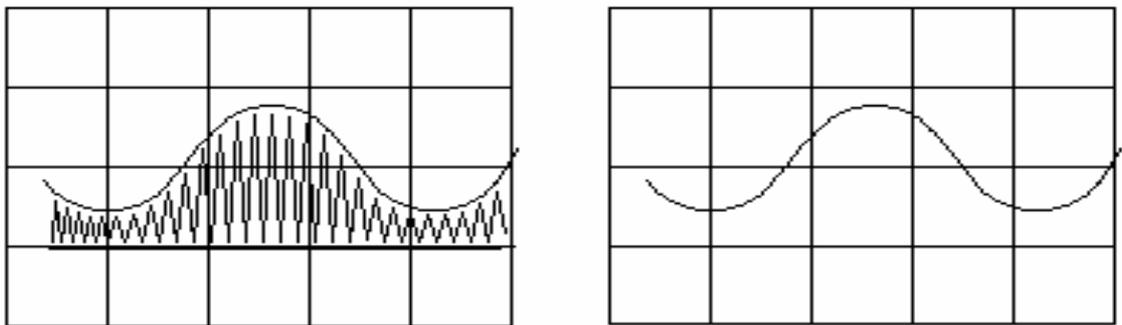


Рис. 2.24

Многочастотные кварцевые генераторы с ДОСКК практически не различаются по реализации нерегенерирующей ПОС и регенерирующей ПОС. В одной и той же схеме при разных параметрах элементов собственная отрицательная обратная связь по разностному колебанию может быть как нерегенерирующей, так и регенерирующей ПОС.

МТКГ (рис. 2.25) содержат ДОСКК в виде пассивных (не усиливающих по напряжению) фильтров верхних частот и полосовых фильтров, включенных между эмиттером (э) и базой (б) транзистора активной трехточечной части генератора. Фильтры должны пропускать разностное колебание частоты $f_p = f_1 - f_2$, поэтому параметры их элементов выбирают с учетом условий

$$\frac{1}{2\pi C_3 R_3} < f_P < \frac{1}{2\pi C_H R_H} \quad R_P = \frac{10}{2\pi \cdot f_{1,2} C_{1,2}} \quad (2.29)$$

где $f_{1,2}$ - резонансные частоты двухчастотного кварцевого резонатора.

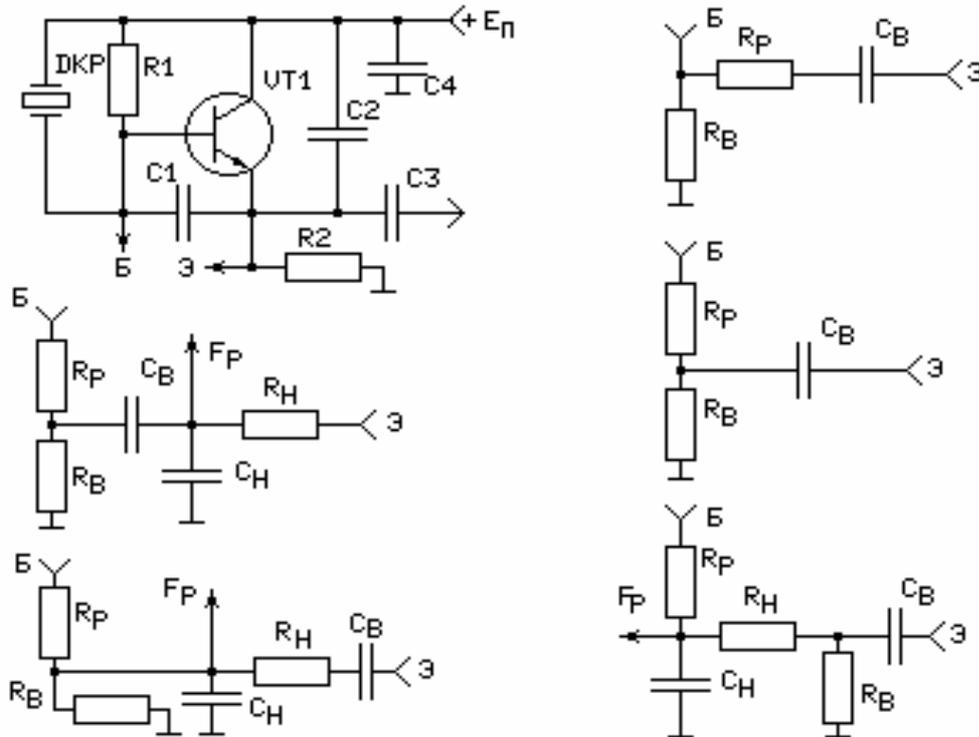


Рис. 2.25

В связи с тем, что эмиттерный повторитель активной части генератора имеет коэффициент усиления по напряжению $K_{ач2} = 0,9...0,99 < 1$ и коэффициенты усиления фильтров на частоте $K_\phi = 0,5...0,95$, то за счет включения ДОСКК получается нерегенерирующая ПОС с коэффициентом усиления по кольцу:

$$K_{нос} = K_\phi K_{ач2} < 1. \quad (2.30)$$

Таким образом, при удовлетворении условий (2.28), (2.29) кольцо дополнительной ПОС представляет собой недовозбужденный генератор и возбуждается разностным колебанием, появляющимся на нелинейности транзистора в момент включения. При этом обеспечиваются амплитудные и фазовые условия гармонических балансов для разностного колебания, и двухчастотный режим оказывается устойчивым. Генераторы (см. рис. 2.25) отличаются простотой схемных решений и пригодностью для микроэлектронного исполнения. В них, как показывает эксперимент, наибольшие зоны устойчивости асинхронных колебаний реализуются при $f_{1,2} / f_p > 20$, $f_p < 2$ МГц и с перекосом рабочей точки транзистора относительно середины линейного участка в сторону запираения, т. е. при напряжении относительно общей шины на

базе транзистора $E_0 = (0,7 \dots 0,8) E_n$.

Пассивную RC-цепь ДОСКК содержит генератор (рис. 2.26). В этом генераторе возбуждаются ДКР с частотами $f_p = 1 \dots 6$ МГц при выборе элементов R3, R4, C3 такими, чтобы частота среза этой цепи

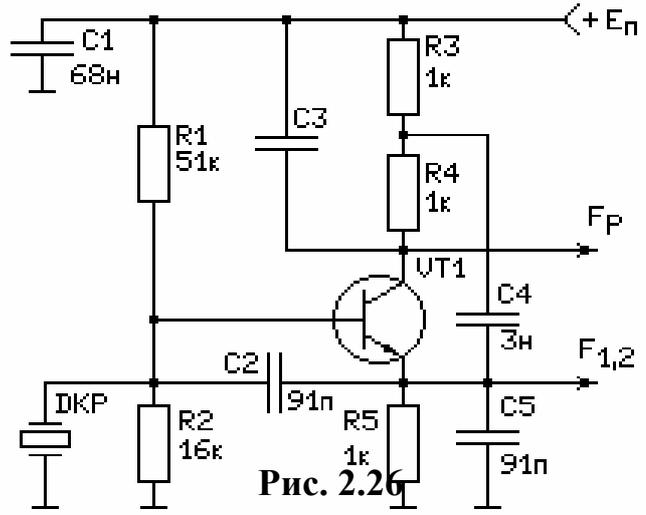


Рис. 2.26

$$f_{\text{фиц}} = \sqrt{f_p f_{1,2}} \tag{2.31}$$

Многочастотные генераторы с ДОСКК в виде активных (усилительных) RC-цепей построены по схемам [СОК, (ЕТ, СОК) + СОК] (рис. 2.27), [СОК (ЕТ, СОБ) + СОК] (рис. 2.28), [СОК (ЕТ, СОК) + СОБ] (рис. 2.29), [СОЭ (ЕТ,

СОЭ) + СОЭ] (рис. 2.30), [СОК (ЕТ, СОБ) + неинвертирующий усилитель на микросхеме D1] (рис. 2.31). В условных обозначениях в круглых скобках отражены схема кварцевого генератора (ЕТ - емкостная трехточка) и схема включения относительно общей шины активного элемента усилительного звена этого генератора, а в квадратных скобках - схема включения активных элементов устройства, содержащего усилительный элемент кварцевого генератора и активного RC-звена ДОСКК. Это устройство должно обеспечивать ПОС по комбинационным колебаниям, например разностному.

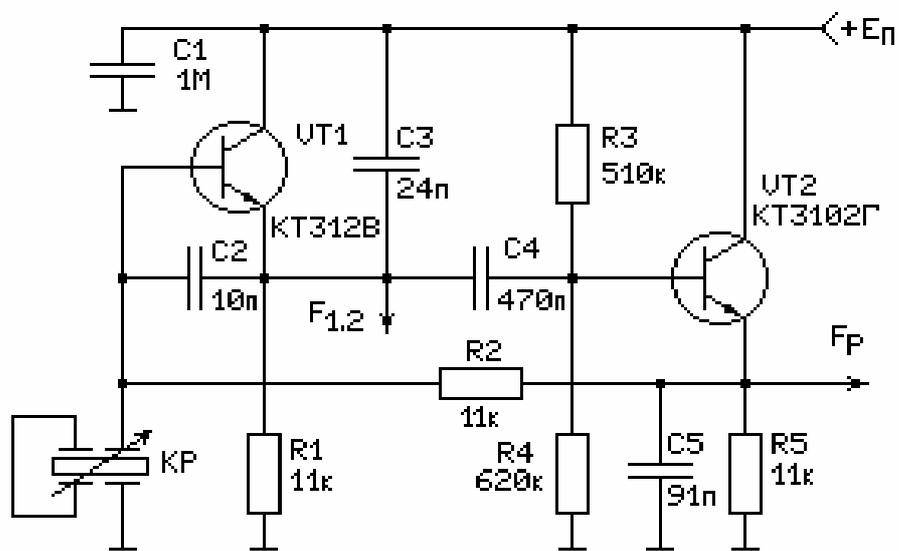


Рис. 2.27

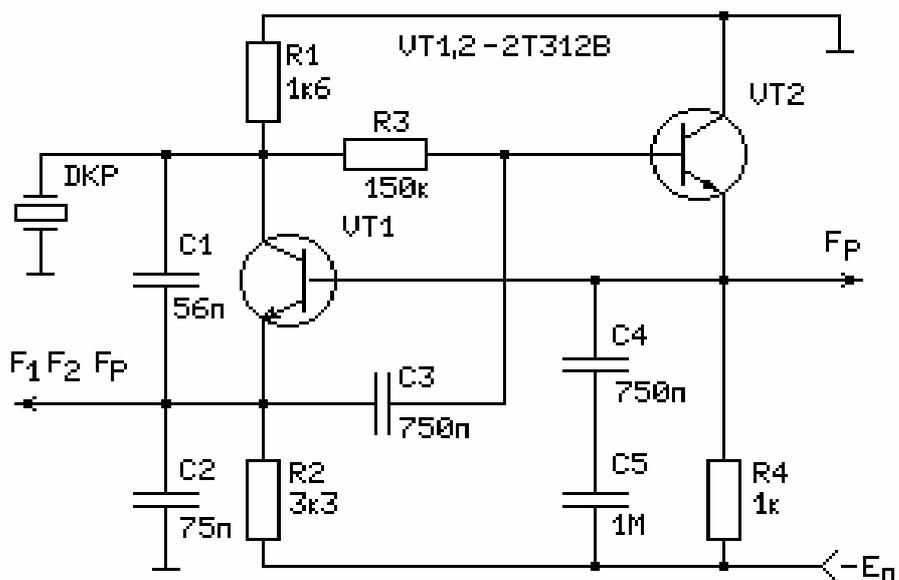


Рис. 2.28

В генераторе (см. рис. 2.27) с указанными номиналами устойчиво возбуждались 4-х электродные акустически связанные резонаторы на пластинах АТ-среза с частотами связи $f_{c1,2} = 10,7$ МГц и разностью частот связи $f_p = 33$ кГц.

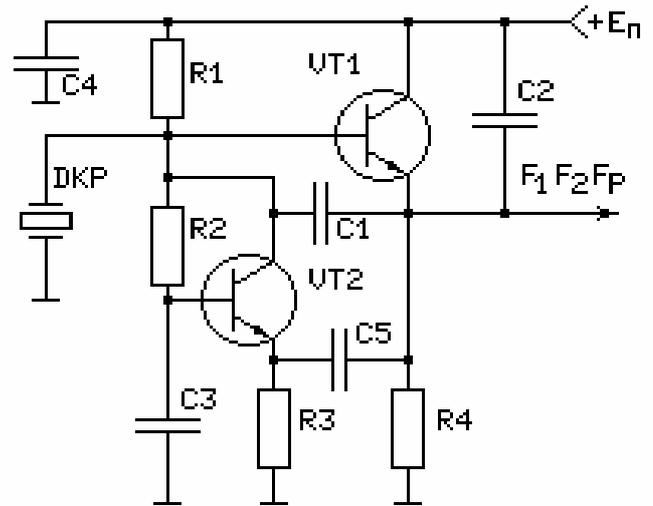


Рис. 2.29

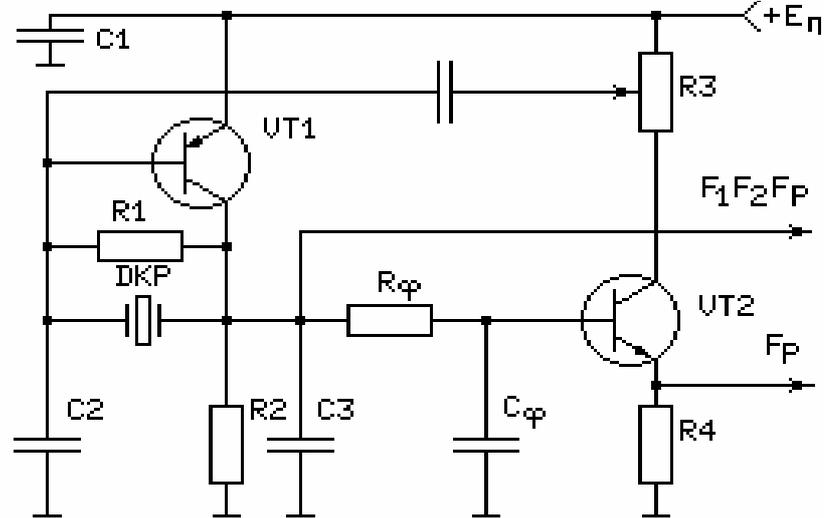


Рис. 2.30

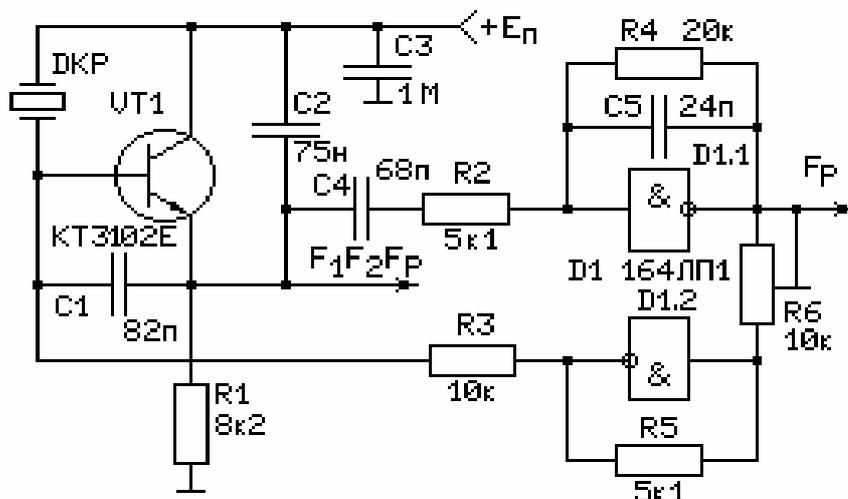


Рис. 2.31

Генератор (см. рис. 2.28) испытан с парой резонаторов АТ-среза на частоты $f_1 = 11,495$ МГц, $f_2 = 11,400$ МГц и $f_p = f_1 - f_2 = 92,259$ кГц и устойчиво работал при питающих напряжениях 5...30 В. Генератор (см. рис.2.31) с указанными на схеме номиналами предназначен для возбуждения двухмодового двухэлектродного резонатора АТ-среза с частотами $f_0 = 5$ МГц основного и $f_a = 5,39$ МГц ангармонического резонанса.

Схемы генераторов с пассивными RLC-цепями ДОСКК даны на рис. 2.32. В первой схеме $L_p C_p$ -контур, настроенный на частоту разностного комбинационного колебания, обеспечивает нерегенерирующую ПОС по этому колебанию, а во второй - трехточечная колебательная система может приводить к собственной регенерации колебания разностной частоты в зависимости от параметров элементов схемы устройства.

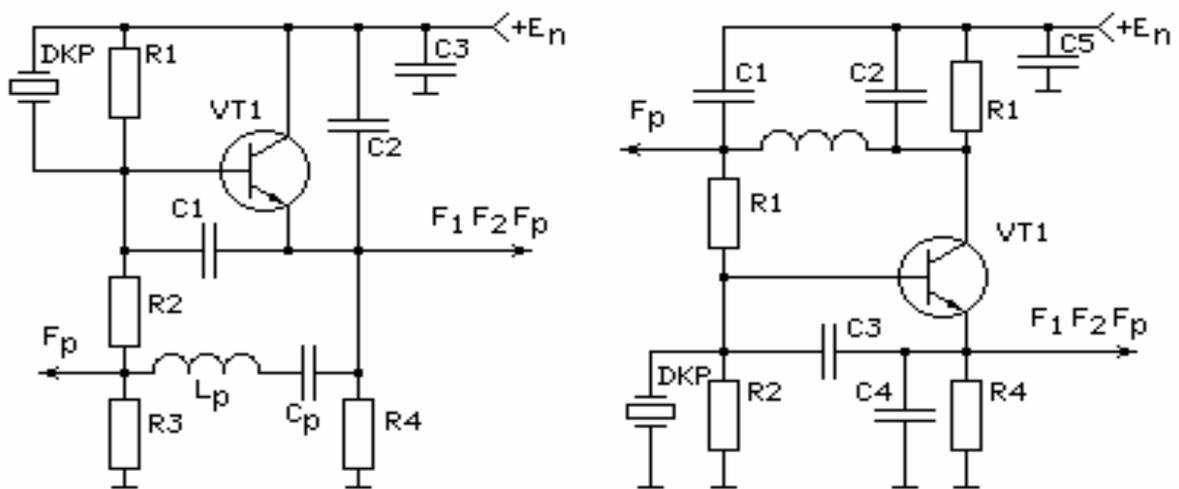


Рис. 2.32

На рис. 2.33 показана схема многочастотного генератора с активной RLC-цепью ДОСКК на транзисторе VT2. Устройство построено по схеме [СОБ (ЕТ, СОБ)+СОК]. ДОСКК обеспечивает ПОС по разностному колебанию, если $f_p = 1/2\pi L_p C_p$. Эта ПОС имеет характер регенерирующей при $R3 > R4$ и нерегенерирующей при $R3 < R4$.

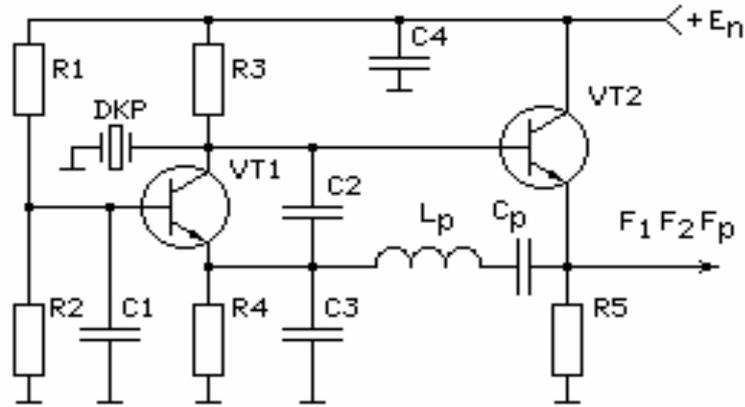


Рис. 2.33

Автогенераторные цепи ДОСКК представляют собой самостоятельные автогенераторы, встроенные в кварцевые генераторы с ДКР и засинхронизированные комбинационными колебаниями этих генераторов. Примеры схем многочастотных кварцевых генераторов с такой цепью ДОСКК даны на рис. 2.34, 2.35.

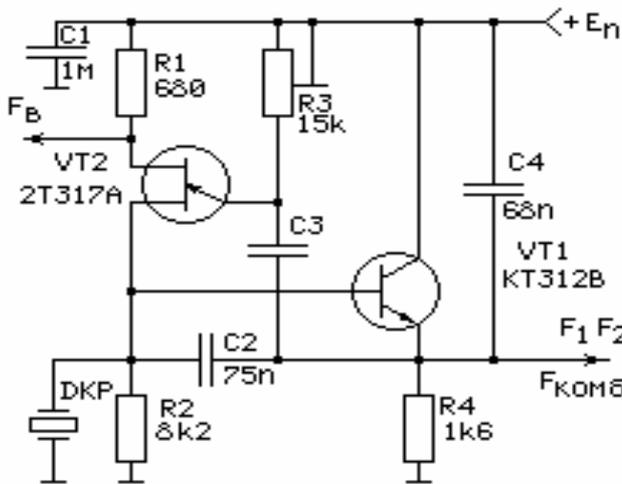


Рис. 2.34

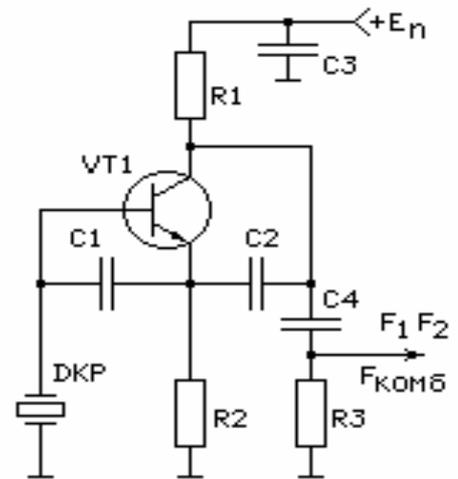


Рис. 2.35

Встроенный генератор на однопереходном транзисторе VT2 (см. рис.2.34) в зависимости от собственных частотно-задающих параметров элементов R3, C3 может синхронизироваться на субгармонических частотах $f_c = f_p / n$ разностного колебания (табл. 2.1) и при этом поддерживать устойчивый асинхронный режим колебаний кварцованных частот в

Таблица 2.1 достаточно широких зонах E_{II}

n	$C3$	E_{II}, B
1	1н6	7...30
2	3н6	12...30
3	5н1	10...30
4	8н4	15...30
5	11н9	20...30

питающих напряжений. В генераторе применены резонаторы с частотами $f_{1,2} = 13$ МГц и $f_p = 68,3$ кГц.

Лавинный транзистор VT1 типа ГТ338 (см. рис. 2.35) выполняет одновременно функции усилительного элемента трехточечного кварцевого

генератора с ДКР и генератора коротких НЧ импульсов, использующего отрицательное сопротивление вследствие лавинного пробоя транзистора. В этом генераторе ДОСКК образована внутренней ПОС активного элемента и так же, как в устройствах с автогенераторными ДОСКК, НЧ генератор синхронизируется разностным комбинационным колебанием и поддерживает синхронный режим кварцованных колебаний.

Специфическая для многочастотных генераторов задача увеличения и уменьшения разноса генерируемых частот решена в работах [11,12,14]. Увеличение разноса $f_p = f_1 - f_2$ частот асинхронных колебаний осуществляется повышением кварцованных частот $f_{1,2}$, например, благодаря возбуждению ДКР на механических гармониках, или уменьшением соотношения $f_{1,2}/f_p$.

Способы получения предельных f_p реализованы в генераторах (рис. 2.36, 2.37). В гармониковом генераторе (рис. 2.36) резонаторы АТ-среза частот $f_1 = 48,46$ МГц, $f_2 = 44,445$ МГц возбуждались на седьмой механической гармонике частот $f_{17} = 339,925$ МГц и $f_{27} = 311,120$ МГц при разноре $f_p = 28,845$ МГц.

Двухчастотные режимы с малыми $f_{1,2}/f_p$ реализуются в схемах рассмотренных многочастотных кварцевых генераторах с RLC-пассивными и

активными ДОСКК, режекторными LC-фильтрами разностных колебаний на входе общего нелинейного звена или в схемах с отдельными нелинейностями на кольцах ФАПЧ.

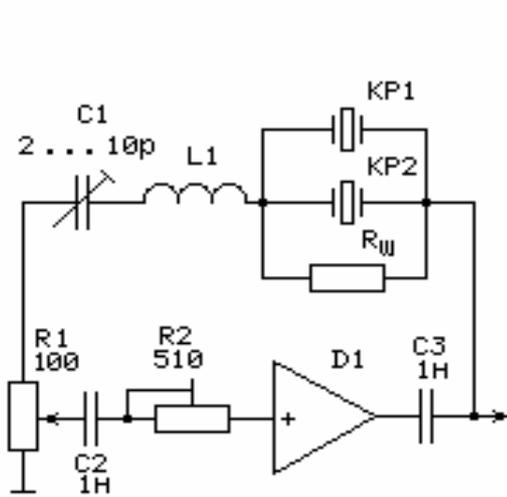


Рис. 2.36

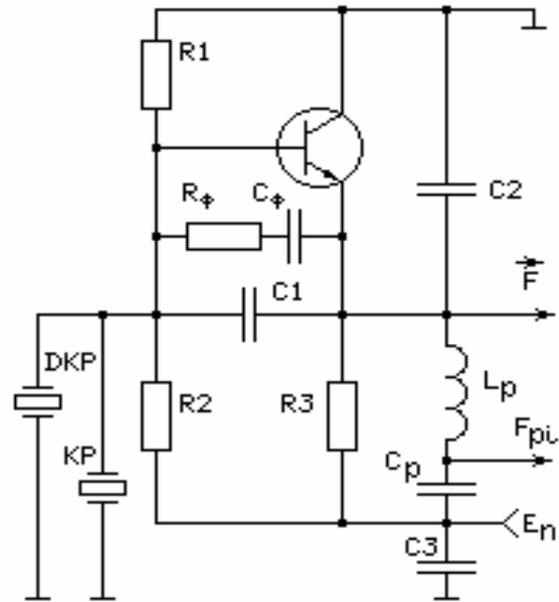


Рис. 2.37

Уменьшение разноса генерируемых частот достигается:

- возбуждением, например, в схеме (см. рис. 2.23) [11] НЧ кварцевых резонаторов с минимальными резонансными промежутками, в частности, НЧ кварцевых резонаторов наручных электронных часов на частоты 32,7 кГц с резонансными промежутками порядка десятка герц и, следовательно, возможным разносом $f_p = 20...100$ Гц частот генерируемого колебания;
- применением акустически связанных кварцевых резонаторов с малыми коэффициентами акустической связи $K_c = 10^{-3}$, у которых достигается наибольшее соотношение $f_{1,2}/f_p = 1/K_c = 10^3$, т. е. при частотах $f_{1,2} = 1...10$ МГц разнос частот генерируемых колебаний $f_p \geq 1$ кГц;
- возбуждением субгармоник [12] разностного колебания в многочастотных генераторах (см. рис. 2.29-2.31, 2.32, 2.34, 2.35) на частотах $f_c = f_p / n$;

– реализацией разностно-разностного принципа [14] возбуждения НЧ колебаний.

В разностно-разностном МТКГ (см. рис. 2.37) кварцевый резонатор ДКР выполнен двухчастотным и работает на основной моде и интенсивной ближайшей ангармонической моде или на двух интенсивных ангармонических модах. В генераторе возбуждаются колебания некрatных частот f_1 , f_2 и f_3 . При этом резонансные частоты двухчастотного кварцевого резонатора близки к частотам f_2 и f_3 , а резонансная частота одночастотного кварцевого резонатора - к частоте f_2 ($f_1 < f_2 < f_3$). Устойчивость асинхронного режима обеспечивается выбором параметров кварцевых резонаторов, при которых их резонансные промежутки не перекрываются, и подавлением на входе активного нелинейного элемента транзистора разностных комбинационных составляющих частот

$$f_{p1} = f_3 - f_2; f_{p2} = f_2 - f_1; f_{p3} = f_3 - f_1; f_{pp} = f_{p1} - f_{p2} = f_3 + f_1 - 2f_2. \quad (2.32)$$

Для подавления колебания наибольшей по величине разностной частоты f_{p3} используется, как и в известном устройстве, нагрузочный LC-контур, резонансная частота его лежит вблизи частоты f_{p3} . Для подавления на входе транзистора более низкочастотных комбинационных колебаний частот f_{p1} , f_{p2} , f_{pp} введена последовательная RC-цепь. Параметры элементов этой цепи выбираются из следующих условий:

$$\frac{1}{2\pi f_1 C_1} < R < \frac{R_2}{10},$$

$$C_\phi > 10 \cdot 2\pi f_{pp} (R_\phi + R_2). \quad (2.33)$$

Если $f_{pp} < f_{p1,2}$, то выполнение этих условий приводит к тому, что сопротивление последовательной RC-цепи, включенной между базой и

эмиттером транзистора, носит емкостный характер, определяемый в основном емкостью $C1$ фазирующего конденсатора на частотах f_1, f_3 кварцованных колебаний. Кроме того, сопротивление этой цепи носит активный характер и более чем на порядок меньше сопротивления R_d резистора нижнего плеча делителя, обеспечивающего смещение транзистора. Таким образом, введение последовательной RC-цепи практически не влияет на фазовые условия возбуждения частот f_1, f_2 и подавляет не менее чем на порядок амплитуды колебаний частот f_{p1}, f_{p2}, f_{pp} на входе транзистора, обеспечивая тем самым устойчивость трехчастотного режима асинхронных колебаний.

На конденсаторе нагрузочного LC-контура эффективно выделяются колебания частот f_{pp}, f_{p2}, f_{p1} и f_{p3} при условии

$$\{f_{pp}, f_{p2}, f_{p1}, f_{p3}\} < \min \{f_1, f_2, f_3\} / 10. \quad (2.34)$$

Колебание частоты f_{pp} эффективно выделяется включением на выходе частотно-модулированного кварцевого генератора простого RC-фильтра нижних частот при условии, что

$$f_{pp} < \min \{f_{p1}, f_{p2}, f_{p3}\} / 10 \quad (2.35)$$

Рассмотренные в подразделе и изображенные на рис. 2.38 - 2.40 [15,34] схемы МТКГ можно систематизировать по общим и частным отличительным признакам (табл. 2.2).

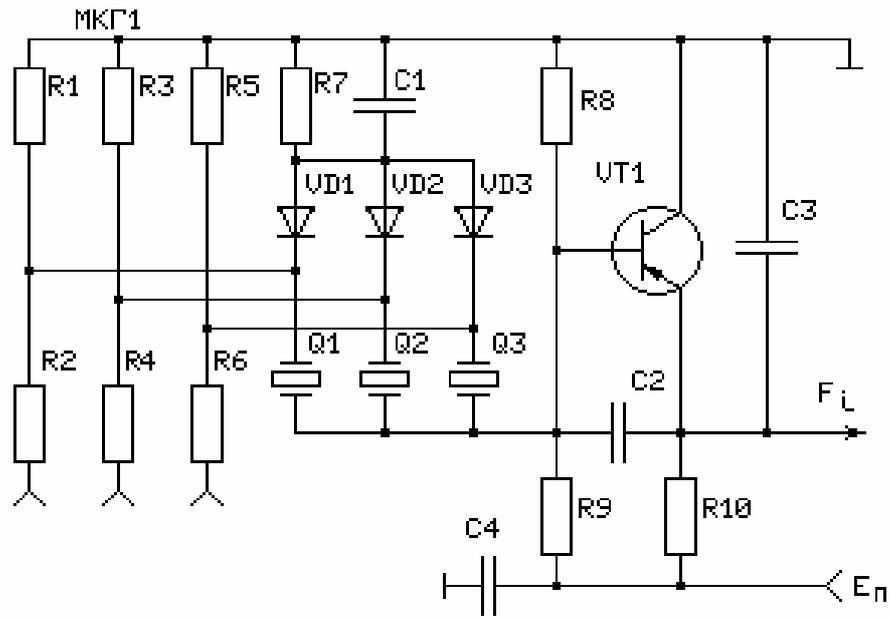


Рис. 2.38

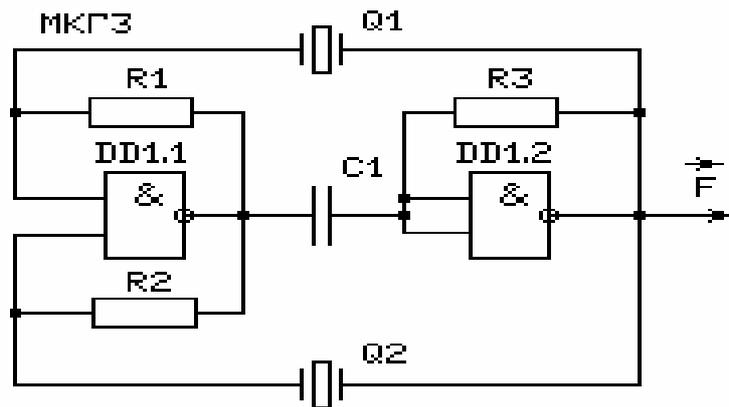


Рис. 2.39

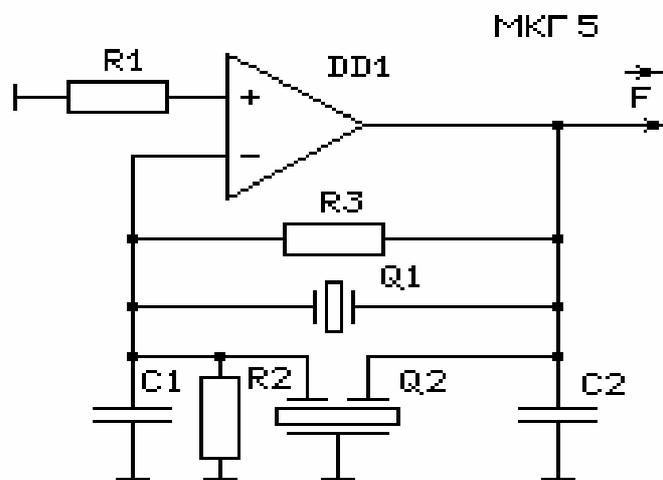


Рис. 2.40

Таблица 2.2

Отличительные признаки МТКГ		Рисунки, литература
Общие	Частные	
1. Вид выходного параметра	а) Коммутируемые колебания дискретных частот	2.38[34]
	б) Набор кварцованных колебаний комбинационных частот	2.40[76]
	в) Набор кварцованных колебаний асинхронных частот	2.5[69], 2.10[3]
	г) Колебание разностной частоты	2.27
2. Разнос частот колебаний	а) Близкорасположенные частоты	2.25, 2.27, 2.29[12], 2.23[11]
	б) Разнесенные частоты	2.13[40], 2.32[77]
	в) Сильноразнесенные частоты	2.15[47], 2.8[8], 2.7[18]
3. Вид базового устройства	а) Трехточечный автогенератор	2.38, 2.40
	б) Автогенератор с кварцевым резонатором в цепи обратной связи	2.39, 2.5[69], 2.36
	в) Автогенератор с многопетлевой обратной связью	
	г) Кольца ФАПЧ	2.7[18]
4. Принцип обеспечения устойчивости асинхронных колебаний	а) Стимулирующая общая нелинейность или нелинейность ДКР	2.12[40]
	б) Режектирование комбинационных колебаний на входе общего нелинейного звена	2.15[47]
	в) Инерционное автосмещение	2.23[11], 2.21[77], 2.22[47]
	г) Дополнительные ПОС (регенерирующие или нерегенерирующие) по комбинационным колебаниям	2.25, 2.31
5. Связь колебательных систем и активных элементов	а) Набор независимых генераторов	
	б) Раздельные активные части	2.8[8]
	в) Частично связанные активные элементы, колебательные системы	2.9[47], 2.39[15]
	г) Общие активный элемент и колебательная система	2.25, 2.27, 2.15[47]
6. Тип активных элемента	а) Биполярный транзистор	2.25, 2.38
	б) Полевой транзистор	
	в) Функциональные узлы (микросхемы, кольца ФАПЧ и т.д.)	2.7[18], 2.23[11], 2.36, 2.39[15]
7. Тип кварцевых резонаторов	а) Набор двухэлектродных КР	2.10[3], 2.23[11], 2.15[47]
	б) Акустически связанные КР	2.27
	в) Двухэлектродный КР с ангармониками	2.5[69], 2.8[8]
	г) Двухэлектродный КР с гармониками	2.7[18]

3. МНОГОЧАСТОТНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

3.1. Возбуждение многочастотных параметрических колебаний

Двухконтурным параметрическим генератором называют [54] автоколебательную систему (рис. 3.1), содержащую два последовательных или параллельных колебательных контура, генератор колебания накачки и параметрический реактивный элемент, реактанс $X_{пер}$ которого изменяется по закону колебания накачки. В таких устройствах возможно возбуждение колебаний частот ω_1, ω_2 , отличных от частоты ω_n колебания накачки.

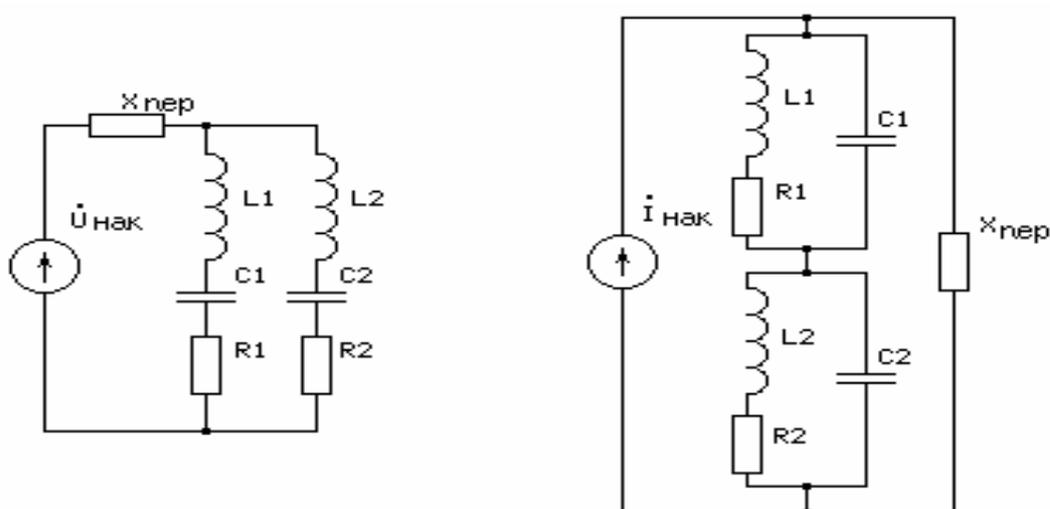


Рис. 3.1

В общем случае условие возбуждения описывается теоремой Мэнли и Роу [58], которая дает следующие соотношения для мощностей P_1 и P_2 , рассеиваемых на частотах ω_1 и ω_2 , и мощности P_n , поступающей от источника накачки:

$$\begin{aligned}\frac{P_1}{\omega_1} + \frac{P_H}{\omega_H} &= 0, \\ \frac{P_2}{\omega_2} + \frac{P_H}{\omega_H} &= 0.\end{aligned}\tag{3.1}$$

При этом мощности P_1 и P_2 , выделяемые в нагрузках, положительны, а поступающая от источника мощность - отрицательна. Выражения (3.1) записаны при условии, что $\omega_H = \omega_1 + \omega_2$. Если же $\omega_H = \omega_1 + \omega_2$ ($\omega_1 > \omega_2$), то вместо (3.1) имеем соотношения

$$\begin{aligned}\frac{P_1}{\omega_1} - \frac{P_H}{\omega_H} &= 0, \\ \frac{P_2}{\omega_2} - \frac{P_H}{\omega_H} &= 0,\end{aligned}\tag{3.2}$$

из которых следует, что мощность P_1 отрицательна так же, как P_H , т. е. на частоте ω_1 мощность P_1 должна поступать извне от дополнительного внешнего источника. Следовательно, генерация двух колебаний частот ω_1, ω_2 возможна только при условии, что

$$\omega_H = \omega_1 + \omega_2.\tag{3.3}$$

При удовлетворении соотношения

$$\omega_H = \omega_2 - \omega_1, (\omega_1 > \omega_2)\tag{3.4}$$

возможно усиление внешнего колебания частоты ω_1 или ω_2 за счет энергии колебания накачки. Таким образом, различают двухконтурные параметрические усилители и генераторы. В данной работе рассматриваются

только двухконтурные параметрические генераторы (ДПГ), частотное условие возбуждения колебаний имеет вид (3.3).

ДПГ могут возбуждать комбинационные и асинхронные колебания. В этих случаях отношение частот ω_2/ω_1 может быть представлено отношением $|m/n|$ целых чисел m, n или иррациональным числом.

Частотные и амплитудные условия возбуждения колебаний в генераторе (см. рис. 3.1) описывает система нелинейно-параметрических уравнений [79].

Решение такой системы уравнений путем линеаризации дифференциальных операторов и аппроксимации результата суммой гармонических колебаний $U = A_1 \cos Q_1 + A_2 \cos Q_2 + A_n \cos Q_n$, где $Q_{1,2,n} = \omega_{1,2,n} + \phi_{1,2,n}$, а нелинейной характеристики параметрического

элемента - полиномом пятой степени $q(U) = C_{0V} + \sum_{k=1}^5 b_k U^k$

приведено в работе [54], где рассмотрены факторы ограничения колебаний:

- расстроечный из-за смещения средней за период колебания реактивности нелинейного параметрического элемента;
- диссипативный за счет "отпирания" нелинейно-параметрического диода при положительных значениях мгновенных напряжений на нем;
- автосмещения диода.

На рис. 3.2 показаны зависимости [54] безразмерной расстройки ξ_1 частоты ω_1 и амплитуды A_1 одного из двух генерируемых колебаний от амплитуды A_n накачки при "мягком" и "жестком" режимах возбуждения при расстроечном и за счет автосмещения механизмах амплитудного ограничения.

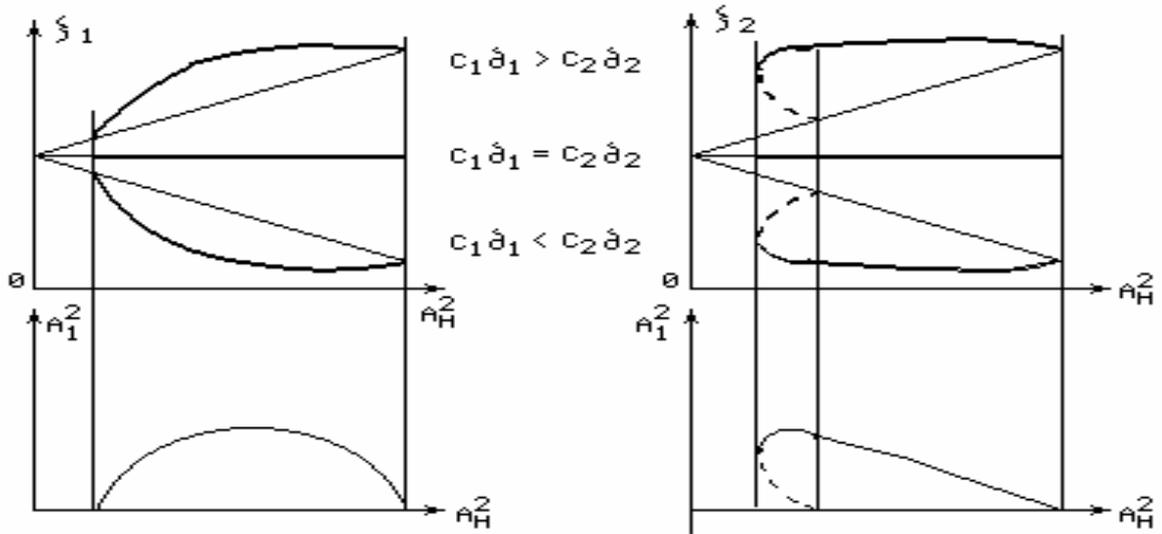


Рис. 3.2

На рис. 3.2 обозначены:

$$\xi_{1,2} = \frac{2\omega_{1,2}}{h_{1,2}} - \text{безразмерные расстройки};$$

$$h_{1,2} = d_{1,2} \omega_{1,2} - \text{полосы нормальных колебаний};$$

$$d_{1,2} = 1/Q_{1,2} - \text{показатели затухания контуров};$$

$$Q_{1,2} - \text{добротности контуров.}$$

На рис.3.3 показаны аналогичные зависимости ξ_1 и A_1^2 от безразмерной расстройки ξ_H частоты колебания накачки.

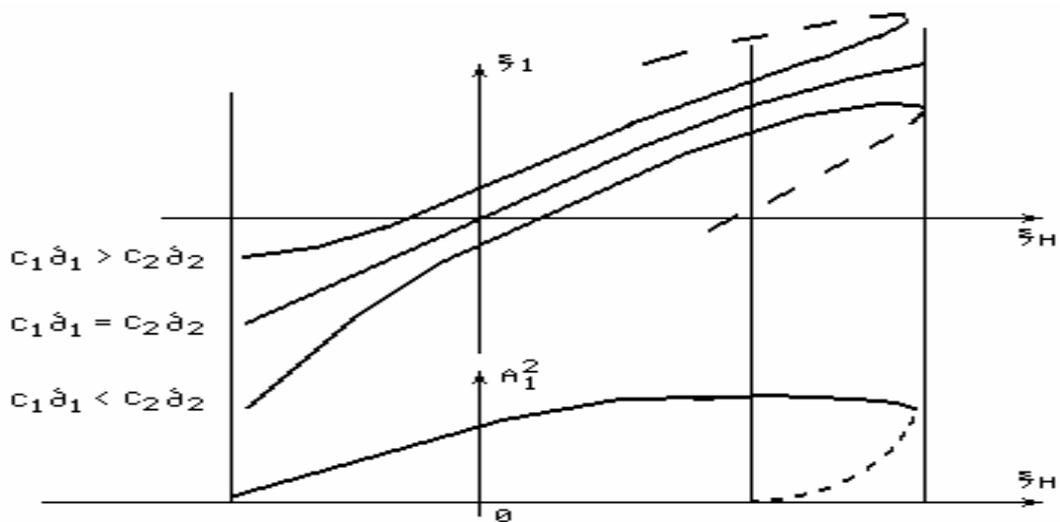


Рис. 3.3

Рассмотрим некоторые особенности частотных соотношений двухконтурных параметрических генераторов. Известно [48], что в двухконтурных параметрических генераторах связь между частотой накачки f_n и частотами генерируемых колебаний f_1 и f_2 определяется следующими выражениями:

$$f_1 = K_1 f_n + f_{10}, \quad f_2 = K_2 f_n + f_{20}, \quad (3.5)$$

где
$$K_1 = \frac{F_1 Q_2}{F_1 Q_2 + F_2 Q_1}, \quad K_2 = \frac{F_2 Q_1}{F_1 Q_2 + F_2 Q_1}, \quad (3.6)$$

$$f_{10} = \frac{F_1 F_2 (Q_1 - Q_2)}{F_1 Q_2 + F_2 Q_1}, \quad f_{20} = -f_{10},$$

(3.7)

а F_j и Q_j - резонансные частоты и добротности колебательной системы двухконтурного ($j=1,2$) параметрического генератора.

На основании уравнений (3.5) - (3.7) можно показать, что при выполнении условия $Q_2 \gg Q_1$ справедливо неравенство $K_2 \ll K_1$. В свою очередь, данное условие хорошо реализуется в схеме ДПГ с колебательной системой типа "LC-кварцевый резонатор", так как добротность кварцевого резонатора Q_2 на несколько порядков больше добротности Q_1 LC-контура. Это приводит к повышению стабильности частоты при преобразовании частоты накачки в частоту колебания, возбуждаемого в кварцевом резонаторе ДПГ, что следует из выражения (3.6), неравенства $K_2 \gg K_1$ и необходимого условия возбуждения многочастотных колебаний в ДПГ $K_1 + K_2 = 1$. Уходы выходной частоты оказываются меньше уходов частоты накачки приблизительно в Q_2 / Q_1 раз.

Аналогичный эффект повышения стабильности частоты наблюдается в схеме двухкварцевого параметрического генератора, если в качестве выходной используется частота $f_p = f_1 - f_2$. При выполнении условия $\frac{F_1 Q_2}{F_2 Q_1} = 1$ разностная частота f_p постоянна при уходах частоты накачки.

Из выражений (3.6), (3.7) следует, что при высокостабильном колебании накачки ($f_n = \text{const}$) стабильность генерируемых частот ДПГ определяется уходами собственных резонансных частот двухконтурной колебательной системы. Однако можно показать, что при выполнении условия

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{F_1 Q_2}{F_2 Q_1} \quad (3.8)$$

генерируемые частоты f_1 и f_2 не зависят от уходах собственных резонансных частот F_1 и F_2 .

Это свойство ДПГ может быть использовано для уменьшения как температурной нестабильности генерируемых частот, так и кратковременной нестабильности частот (КНЧ), обусловленной модуляцией частот шумами параметрического элемента. Например, для ДПГ "LC - кварц" уходах резонансных частот LC-контра F_{LC} и кварцевого резонатора $F_{кр}$ при изменении емкости варикапа на величину $C_{вар}$ записаны так:

$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(C_2 + C_{0вар} + C_{вар})L_2}} - F_{LC},$$

$$F_{кр} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_{кр}(C_2 + C_{0вар} + C_{вар})}{C_{кр} + C_2 + C_{0вар} + C_{вар}}L_{кр}}} - F_{кр}, \quad (3.9)$$

где $C_{0вар}$ и $C_{вар}$ - емкость в рабочей точке и уход емкости варикапа,

L_{kp} и C_{kp} - параметры кварцевого резонатора.

Приняв $F_{LC} = F_1$, а $F_{kp} = F_2$ и подставив (3.9) в (3.8), можно получить условие постоянства генерируемых частот в параметрическом генераторе с колебательной системой типа "LC - кварцевый резонатор" при наличии уходов (или флуктуаций) емкости параметрического элемента - варикапа.

Сравнительный анализ шумовых свойств многочастотного параметрического генератора с колебательной системой типа "LC - кварцевый резонатор" и транзисторного трехточечного автогенератора проведен в работе [79]. Эквивалентные схемы рассматриваемых там генераторов приведены на рис. 3.4.

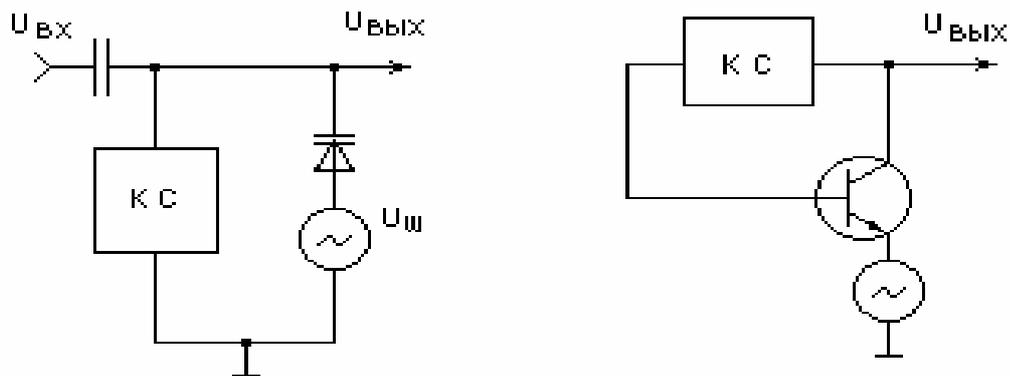


Рис. 3.4

Известно, что при надлежащем уровне изготовления кварцевого резонатора и системы его крепления, а также других элементов схемы влияние шумового спектра активного элемента схемы на спектральную плотность колебаний вблизи основной частоты генератора является определяющим. Поэтому считаем, что источниками шума в сравниваемых генераторах являются р-п-переходы варикапа и промежутка база-эмиттер транзистора, а шумами коллекторного перехода транзистора пренебрегаем. При этом определяющим считаем фликер-шум. Высокочастотным шумом можно пренебречь при условии, что генерируемые частоты намного меньше предельной частоты активного элемента. Белый шум опускаем из

рассмотрения, предполагая, что уровни сигналов и равномерно распределенный шум одинаковые.

Проведенный в ходе сравнительного анализа [79] шумовых свойств рассмотренных генераторов расчет на ЭВМ кратковременных нестабильностей частот генерируемых колебаний показал, что КНЧ выходной частоты ДПГ на порядок меньше КНЧ транзисторного трехточечного автогенератора при одинаковых флуктуациях емкостей варикапа и промежутка база-эмиттер, модулируемых шумами активного элемента.

Приведенные в подразделе соотношения могут быть использованы для проектирования многочастотных параметрических кварцевых генераторов (МПКГ) на этапах определения амплитудных и частотных условий возбуждения колебаний, обеспечения стабилизирующих свойств проектируемых устройств.

3.2. Схемотехника многочастотных параметрических кварцевых генераторов

Схемотехника МПКГ описана в работах [5, 48, 49, 64, 75]. На рис. 3.5 приведены схемы таких генераторов классов "LC - кварцевый резонатор" (рис. 3.5, а) и "кварц - кварц" (рис. 3.5, б).

В этих схемах $f_n = f_{LC} + f_{kp}$ и $f_n = f_1 + f_2$. Параметрический диод **D1** закорочен по постоянному току катушкой индуктивности **L1** и работает с нулевым смещением. Поэтому при использовании германиевых диодов преобладает диссипативный, а при применении кремниевых - расстроечный механизмы ограничения колебаний, следовательно, в случае применения кремниевых параметрических диодов требуется источник накачки меньшей мощности. МПКГ (см. рис. 3.5) выполняют функции формирования

высокостабильного колебания частоты $f_{кр}$, возбудителя двух колебаний стабилизированных частот f_1 , f_2 , а также преобразователей частоты с иррациональным и дробным коэффициентами преобразования.

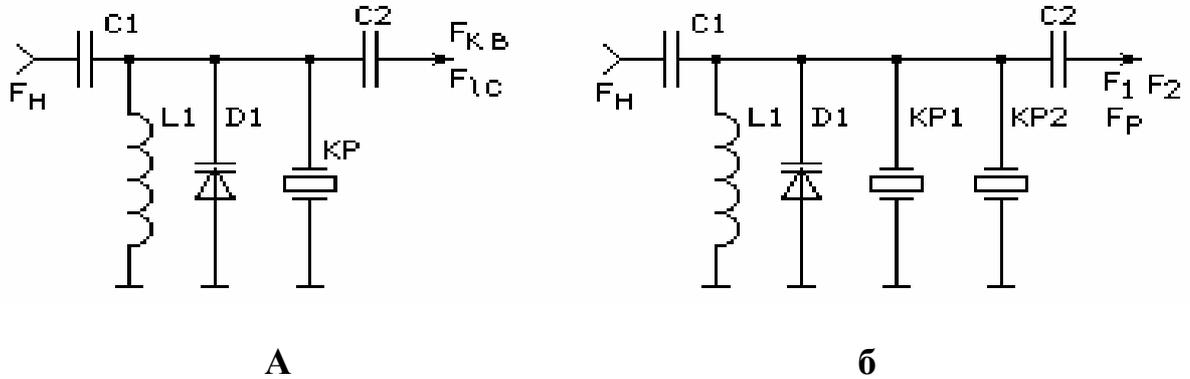


Рис. 3.5

На рис. 3.6 показаны практические схемы преобразователей частоты, в которых в качестве параметрического элемента применяется варикап Д902. Параметры схемы даны для кварцевого резонатора с частотой 7,94 МГц.

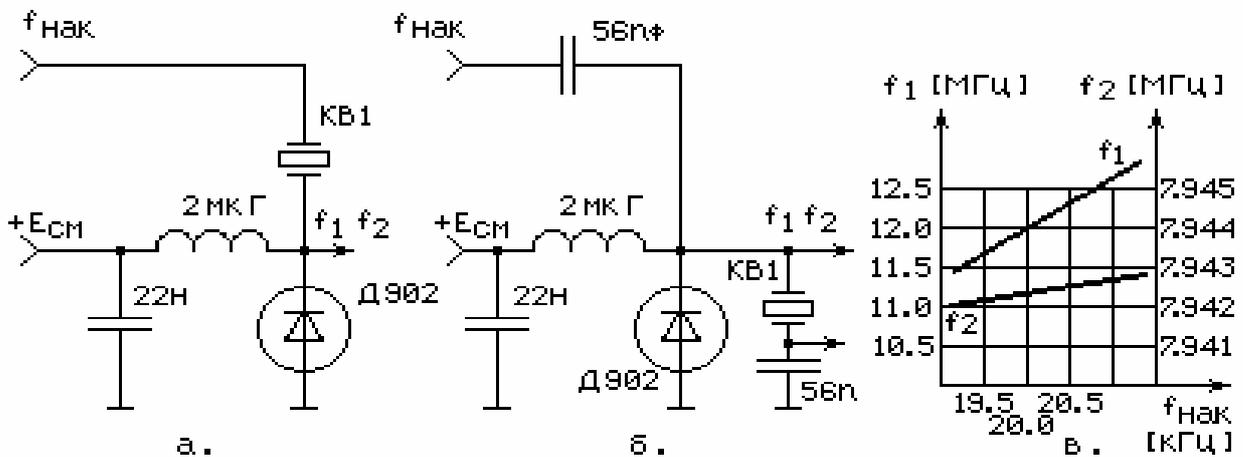


Рис. 3.6

Особенностью МПКГ является необходимость согласования относительно малого отрицательного сопротивления параметрического элемента с большим эквивалентным сопротивлением кварцевого резонатора. Такое согласование достигается с помощью индуктивно-емкостного трансформатора сопротивлений, состоящего из дросселя и статической

емкости варикапа. Частота накачки $f_n = f_1 + f_2$, где f_1 и f_2 - частоты, близкие к собственным резонансным частотам согласующего LC-контура и кварцевого резонатора. При этом в спектре выходного сигнала содержатся частоты f_1 и f_2 , а также их комбинационные составляющие.

Значительная разница между добротностями кварцевого резонатора и согласующего LC-контура приводит к тому, что при изменении частоты сигнала накачки в основном изменяется частота f_1 , а f_2 меняется незначительно (см. рис. 3.6, в) и оказывается более стабильной, чем частота накачки. Это свойство позволяет рекомендовать использование f_1 в качестве выходной, если информация заложена в частоте входного сигнала. В том случае, когда информация заложена в амплитуде, целесообразно применять в качестве выходной частоту f_2 , при этом снижаются требования к стабильности частоты входного сигнала, так как повышается стабильность частоты из-за ее преобразования.

На рис. 3.7 а, б показаны схемы МПКГ с двумя кварцевыми резонаторами, в которых частота накачки приблизительно равна 14,4 МГц и преобразуется в частоты $f_1 = 7,94$ МГц и $f_2 = 6,46$ МГц, близкие к собственным резонансным частотам кварцевых резонаторов. В этих схемах возбуждение частот f_1 и f_2 осуществляется в узком диапазоне частоты накачки, примерно равном двум резонансным промежуткам кварцевых резонаторов. Таким образом, преобразователи обладают характерными селективными свойствами. Полоса пропускания рассмотренных преобразователей составляет 0,025 % от частоты накачки. Зависимости выходных частот от частоты входного сигнала даны на рис. 3.7, в.

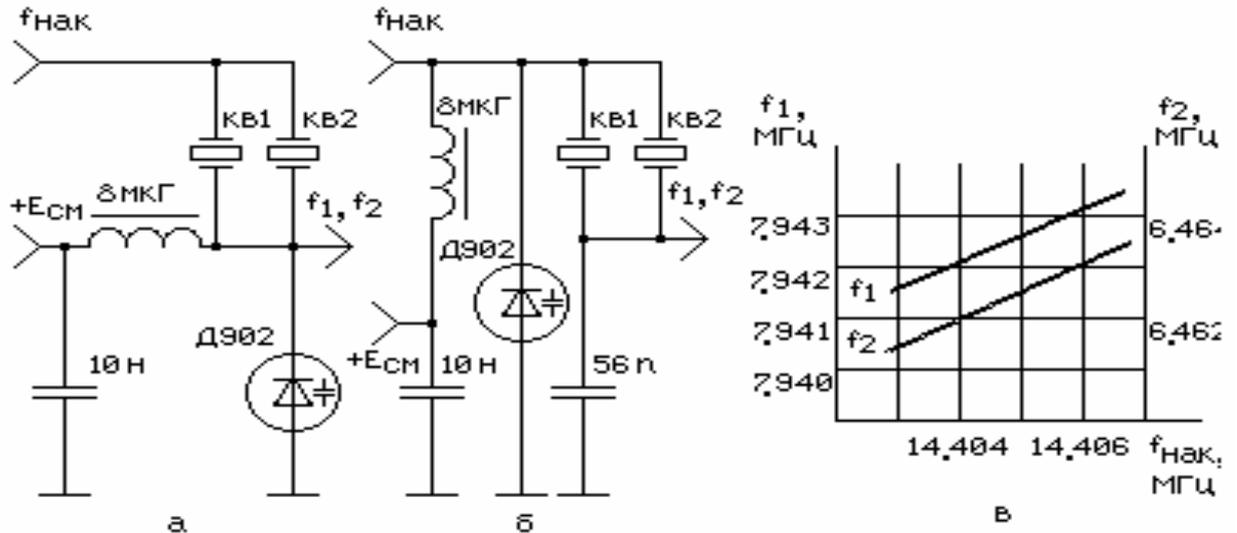


Рис. 3.7

При выборе параметров кварцевых резонаторов можно добиться постоянства генерируемых на выходе преобразователя частот f_1 и f_2 при медленно коррелированных уходах собственных резонансных частот F_1 и F_2 [77]. Для этого параметры колебательных систем должны удовлетворять условию (3.8).

Двухкварцевые параметрические генераторы предназначены для преобразования высокостабильных сигналов без ухудшения стабильности, причем коэффициент преобразования может быть как рациональным, так и иррациональным. Сравнительно невысокий коэффициент преобразования частоты ограничивает область использования этих схем. Большой коэффициент преобразования (10 и более раз) может быть получен при использовании в качестве выходной частоты $f_p = f_1 - f_2$ разностной составляющей.

На рис. 3.8 показана схема параметрического преобразователя, в которой с целью эффективного выделения разностной частоты последовательно с параметрическим элементом включен колебательный LC-контур, настроенный на частоту $f_p = 1,76$ МГц. На частотах f_1 и f_2 этот контур носит емкостный характер ($C_3 = 240$ пФ) и не оказывает

существенного влияния на резонансную частоту согласующего контура, настроенного на частоту 9,6 МГц. В спектре выходного сигнала имеются составляющие с частотами f_n , f_1 , f_2 и f_p , однако амплитуда колебания разностной частоты преобладает над остальными на 20 - 26 дБ.

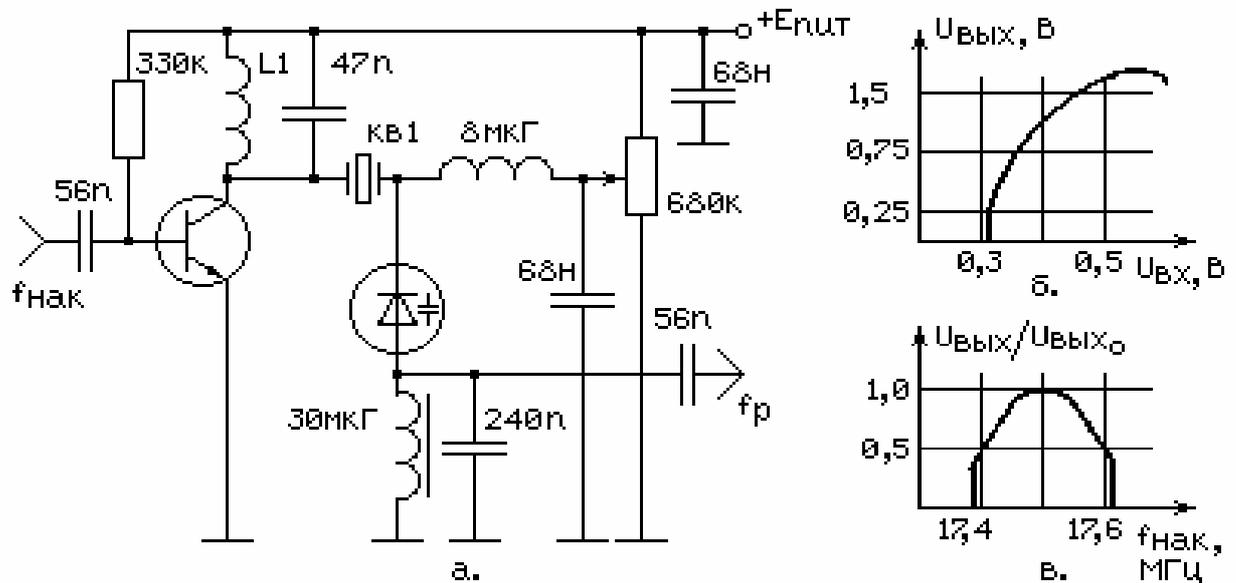


Рис. 3.8

Резонансный каскад на транзисторе предназначен для повышения избирательных свойств схемы, поскольку сам параметрический преобразователь относительно широкополосный (его полоса пропускания составляет 60% от разностной частоты).

На рис. 3.9 показан МПКГ с автосинхронизацией частот [5]. Генератор работает следующим образом. С выхода умножителя УЧ (например, радиоимпульсного умножителя или синхронизированного генератора коротких импульсов с полосовым фильтром) на вход многочастотного параметрического контура ДПК поступает колебание накачки с частотой f_n . При этом в параметрическом контуре формируются две спектральные составляющие f_1 и f_2 , причем $f_1 + f_2 = f_n$.

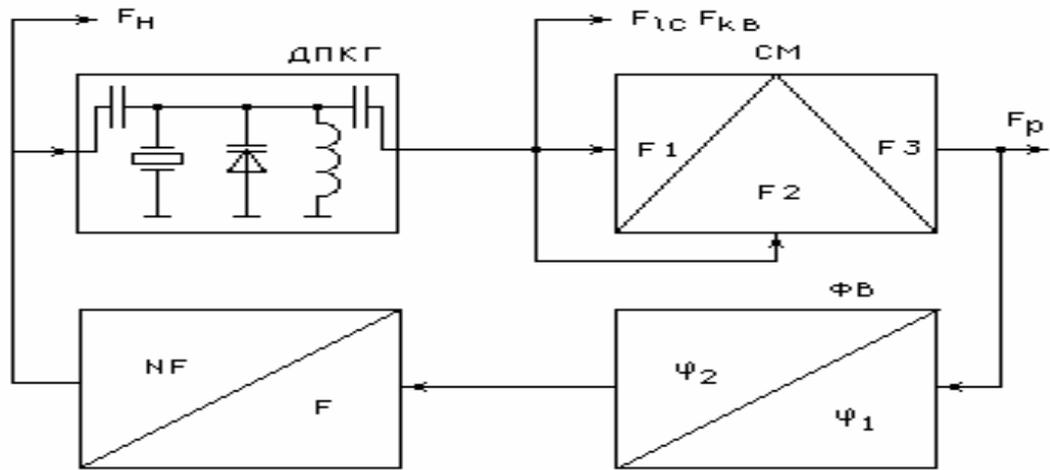


Рис. 3.9

При вариациях частоты накачки частоты f_1 и f_2 такого генератора изменяются так, что разностная частота $f_p = f_1 + f_2$ меняется противофазно с частотой накачки f_n , т.е. увеличение частоты накачки вызывает уменьшение разностной составляющей и наоборот.

Выходные частоты двухчастотного параметрического контура поступают на смеситель СМ, на его выходных контурах выделяется разностная составляющая f_p спектра, сформированного в результате нелинейного преобразования сигнала, в состав которого входят частоты f_1 и f_2 . С выхода смесителя сигнал поступает на фазовращатель ФВ, предназначенный для корректировки суммарного фазового сдвига кольца автосинхронизации для обеспечения фазовых условий установления колебаний. Колебание с выхода фазовращателя поступает на умножитель частоты, выполняющий преобразование вида $f_{вых} = N f_p = f_n$.

Таким образом, вариации частоты накачки вызывают изменения в противоположную сторону разностной составляющей спектра многочастотного параметрического генератора, а разностная частота синхронизирует частоту накачки, повышается стабильность генерируемых частот.

МПКГ (рис. 3.10) на элементах D1, KP2, L1 совмещен с кварцевым емкостным трехточечным генератором накачки на транзисторе VT с общим коллектором. В таком устройстве генерируются высокостабильные колебания частот $f_{\text{н}}$, f_{LC} , $f_{\text{кв}}$. При этом наиболее высокостабильной является частота $f_{\text{кв}}$ из-за эффекта повышения стабильности в МПКГ типа "LC - кварцевый резонатор".

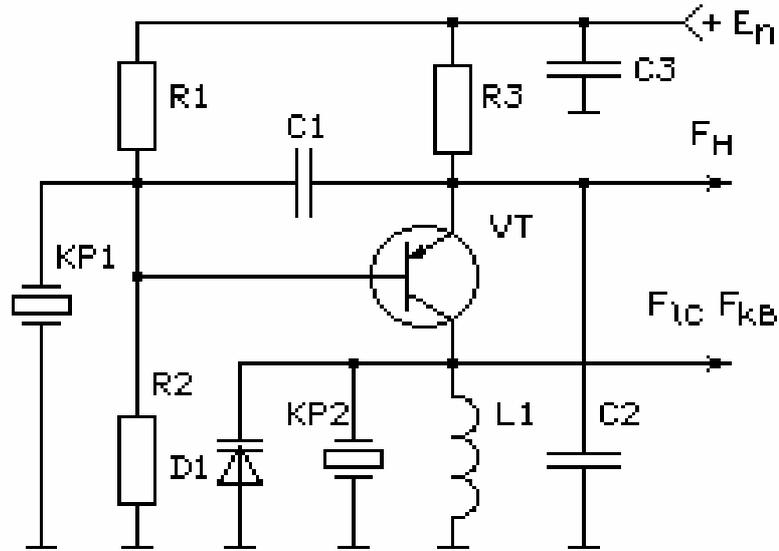


Рис. 3.10

4. РАЗНОСТНЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Кроме рассмотренных для МТКГ и МПКГ вопросов схемотехники, обеспечения устойчивости режимов асинхронных колебаний, выделения разностной комбинационной составляющей, обеспечения высокой стабильности фиксированной частоты в этом разделе применительно к разностным управляемым кварцевым генераторам (УКГ) рассмотрим возможности обеспечения требований:

- расширения диапазонов перестройки частоты и повышения крутизны характеристики управления;
- обеспечения высокой линейности характеристики управления;
- повышения скорости перестройки частоты;
- стабилизации частоты в диапазоне управления;
- уменьшения влияния немоночастотности колебательной системы на характеристику управления частотой.

Базовой для последующих модификаций является схема разностного УКГ [4], показанная на рис. 4.1.

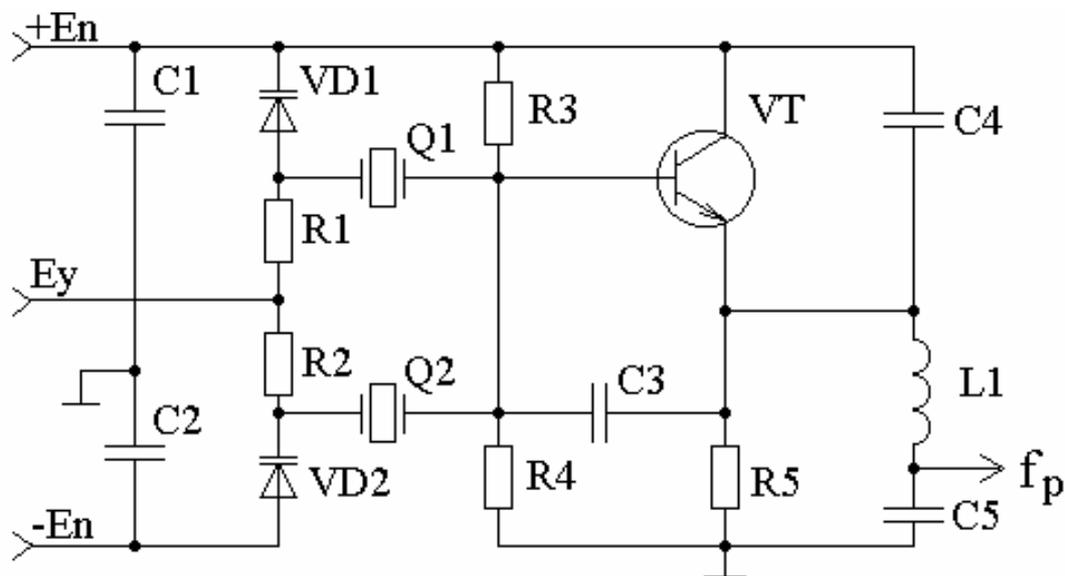


Рис. 4.1.

4.1. Основные технические показатели разностных УКГ

Частота выходного колебания разностных УКГ $f_p = f_1 - f_2$ всегда меньше частот $f_{1,2}$ кварцованных колебаний. При одинаковых отстройках частот $f_{1,2}$ от $f_{k1,2}$ последовательных резонансов кварцевых резонаторов $f_p = f_{k1} - f_{k2}$. Увеличение частоты f_p может быть достигнуто повышением частот $f_{1,2}$ при сохранении отношения $f_{1,2}/f_p$ или уменьшением этого отношения за счет увеличения разности частот $f_{k1} - f_{k2}$.

Абсолютный диапазон перестройки частоты f_p разностного колебания

$$\Delta f_p = \Delta f_1 + \Delta f_2 \quad (4.1)$$

в общем случае больше абсолютного диапазона перестройки частот $f_{1,2}$ базовых одночастотных УКГ. Если $\Delta f_1 = \Delta f_2$, то $\Delta f_p = 2\Delta f_{1,2}$.

Из (4.1) следует, что для увеличения Δf_p могут быть использованы все известные способы расширения абсолютного диапазона перестройки одночастотных УКГ [35,46,63,66,68].

Относительный диапазон перестройки частоты f_p разностного колебания

$$d = \frac{\Delta f_p}{f_p} = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{f_1 - f_2} \quad (4.2)$$

всегда больше относительных диапазонов $\Delta f_{1,2}/f_{1,2}$ базовых одночастотных УКГ в силу того, что $\Delta f_p > \Delta f_{1,2}$, $\Delta f_p < f_{1,2}$. Из (4.2) следует, что увеличение относительного диапазона перестройки частоты разностного колебания может быть достигнуто как традиционными для одночастотных УКГ способами расширения абсолютных диапазонов перестройки $\Delta f_{1,2}$ частот $f_{1,2}$ [35,46,63,66,68], так и характерным только разностным УКГ путем увеличения отношения $f_{1,2}/f_p$ при сохранении $\Delta f_{1,2}$.

Средняя крутизна характеристики управления в интервале $E_{y1} \dots E_{y2}$ изменения управляющего напряжения E_y

$$S = \frac{\Delta f_p}{\Delta E_y} = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{|E_{y1} - E_{y2}|} > \frac{\Delta f_{1,2}}{\Delta E_y} . \quad (4.3)$$

Дополнительное увеличение крутизны можно сделать традиционными для одночастотных УКГ способами расширения абсолютных диапазонов $\Delta f_{1,2}$ перестройки основных частот или уменьшения ΔE_y вследствие усиления управляющего напряжения.

Из общего рассмотрения характеристик управления разностных УКГ следует, что такие генераторы обладают лучшими диапазонными свойствами по сравнению с одночастотными.

Расчеты [47] характеристик управления разностных УКГ показывают:

- расширение диапазона перестройки частоты разностных УКГ целесообразно проводить путем включения последовательно с варикапами расширительных катушек индуктивности L_1 , L_2 или введения катушки индуктивности связи L_C между частотно-задающими цепями [10];
- для разных значений индуктивности связи L_C характеристики управления могут иметь разный знак крутизны (рис. 4.2, кривым 1 - 8 соответствуют индуктивности 2, 4, 6, 15, 18, 24, 36, 122 мкГн);
- диапазон перестройки частоты разностных УКГ может достигать нескольких процентов при частоте выходного колебания порядка единиц мегагерц и использовании катушек индуктивности с номинальными значениями, не превышающими 10...20 мкГн.

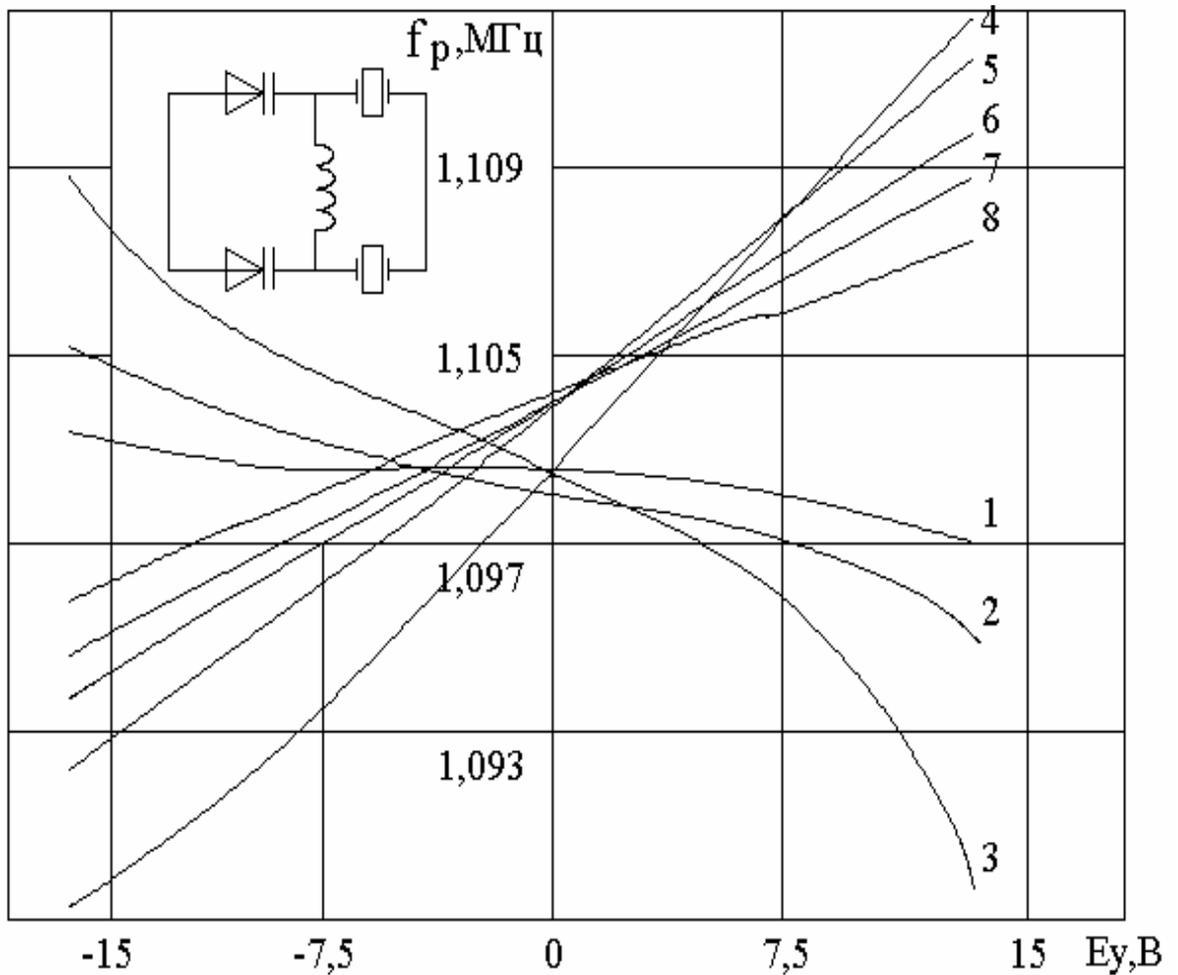


Рис. 4.2

Эквивалентные схемы широкодиапазонных разностных УКГ показаны на рис. 4.3 в порядке улучшения диапазонных свойств. Колебательные системы, изображенные на рис. 4.3, а-д, предназначены для использования в МТКГ с полной связью колебательных систем, а на рис. 4.3, е — с частичной связью колебательных систем (см. рис. 2.1). Приведенные эквивалентные схемы колебательных систем разностных УКГ, а также методика [47] инженерного расчета на ЭВМ могут быть использованы при проектировании таких генераторов.

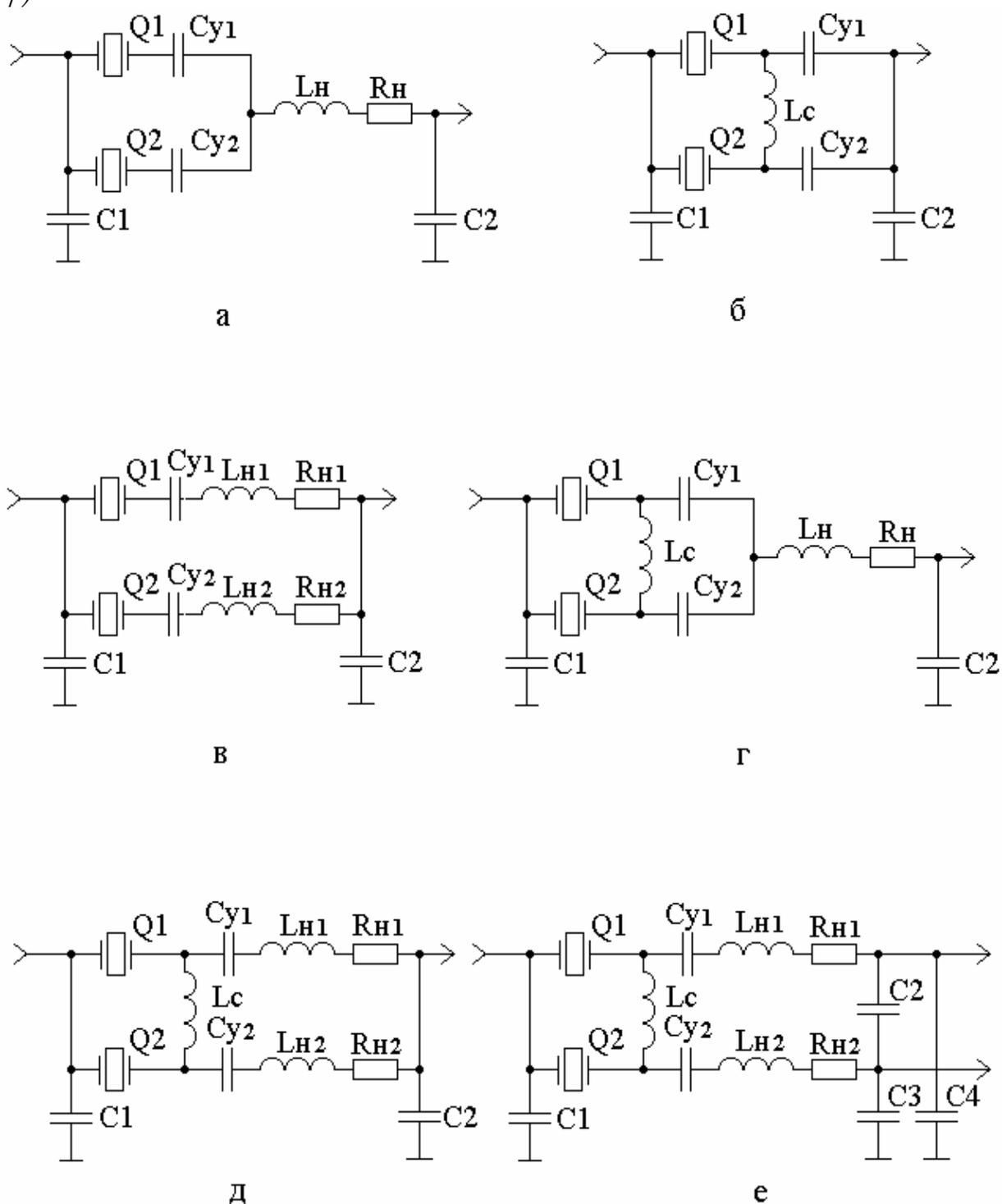


Рис. 4.3

Линейность характеристики управления частотой выходного колебания разностных УКГ лучше линейности характеристик базовых одночастотных УКГ благодаря компенсации нелинейностей характеристик управления частотами $f_{1,2}$ кварцованных колебаний [45].

Представим характеристики управления частотами в таком виде:

$$f_i(E_y) = \sum_{j=0}^{\infty} a_{ij} E_y^j, \quad i=1, 2, \dots \quad (4.4)$$

Тогда

$$\begin{aligned} f_p(E_y) &= f_1(E_y) - f_2(E_y) = \sum_{j=0}^{\infty} (a_{1j} - a_{2j}) E_y^j = \\ &= (a_{10} - a_{20}) + (a_{11} - a_{21}) E_y + \sum_{j=2}^{\infty} (a_{1j} - a_{2j}) E_y^j \end{aligned} \quad (4.5)$$

Первые два слагаемых выражения (4.5) существуют всегда, когда имеется разнос между частотами $f_{1,2}$ и управление ими осуществляется в противоположные стороны. Третье слагаемое, определяющее нелинейность характеристики управления $f_p(E_y)$, может быть равно нулю при $a_{1j} = a_{2j} \neq 0$ ($j \geq 2$) в двух случаях, если:

- характеристики управления $f_{1,2}(E_y)$ линейны;
- характеристики управления $f_{1,2}(E_y)$ нелинейные, а их нелинейности таковы, что вторые производные (или выпуклость) этих характеристик в диапазоне управления одинаковые и взаимно компенсируются.

Таким образом, линеаризацию характеристики управления частотой выходного колебания разностных УКГ можно осуществлять как известными для одночастотных УКГ способами линеаризации характеристик управления $f_{1,2}(E_y)$, так и присущим только разностным УКГ путем коррекции нелинейностей этих характеристик для обеспечения их одинаковой в качественном и количественном отношениях выпуклости.

Следует отметить, что при использовании в цепях управления частотами $f_{1,2}$ одинаковых управителей, например варикапов, качественный характер выпуклости зависимостей $f_{1,2}(E_y)$ тоже одинаков, а нелинейность характеристики $f_p(E_y)$ всегда меньше нелинейности характеристик $f_{1,2}(E_y)$.

Для дальнейшей линеаризации $f_p(E_y)$ обеспечивают необходимые количественные показатели выпуклости исходных характеристик.

В разностных УКГ возможен также способ линеаризации характеристики управления путем стабилизации суммарной частоты $f_c = f_1 + f_2$, широко применяемый в струнных дифференциальных измерительных автогенераторных преобразователях [61]. Пусть, например, характеристики управления каждой из частот $f_{1,2}$ представлены полиномами

$$f_i(E_y) = \sum_{k=0}^2 a_{ik} E_y^k, i = 1, 2. \quad (4.6)$$

Тогда характеристики управления разностной и суммарной частот имеют такой вид:

$$f_p = (a_{10} - a_{20}) + (a_{11} - a_{21})E_y + (a_{12} - a_{22})E_y^2, \quad (4.7)$$

$$f_c(E_y) = (a_{10} + a_{20}) + (a_{11} + a_{21})E_y + (a_{12} + a_{22})E_y^2. \quad (4.8)$$

При стабилизации суммарной частоты, т.е. при $f_c(E_y) = \text{const} = f_{co}$, коэффициенты a_{ik} оказываются связанными уравнением

$$a_{10} + a_{20} + (a_{11} + a_{21})E_y + (a_{12} + a_{22})E_y^2 = f_{co}. \quad (4.9)$$

Поскольку E_y - управляющий фактор или независимо изменяемая переменная, то уравнение (4.9) может иметь решение в том случае, когда

$$a_{11} + a_{21} = 0, \quad (4.10)$$

$$a_{12} + a_{22} = 0. \quad (4.11)$$

Коэффициенты a_{11} и a_{21} имеют разные знаки, так как управление частотами $f_{1,2}$ выполняется в разные стороны, поэтому стабилизация суммарной частоты приводит к коррекции этих коэффициентов, в результате чего $a_{11} = -a_{21} = a_1$.

Коэффициенты a_{12} и a_{22} без стабилизации суммарной частоты имеют одинаковые знаки, так как характеристики управления частотами $f_{1,2}$ имеют одинаковую выпуклость. Стабилизация f_c приводит к такой коррекции этих

коэффициентов, что выполняется условие (4.11) в результате уменьшения их абсолютных величин (в идеальном случае до нуля, т.е. $a_{12} = a_{22} = 0$, а при перекоррекции - до $a_{12} = -a_{22} \neq 0$).

В идеальном случае характеристика управления имеет вид

$$f_p(E_y) = a_{10} - a_{20} + 2a_1 E_y, \quad (4.12)$$

а при перекоррекции - вид (4.7), но ее нелинейность, определяемая коэффициентами a_{12} и a_{22} , уменьшается.

Динамические свойства разностных УКГ характеризуют:

- скорость перестройки частоты, определяемую временем $t_{уст}$ переходного процесса установления частоты при управляющем воздействии в виде “единичного скачка” или максимальной частотой $F_{умакс}$ управляющего воздействия;
- относительное быстродействие или отношение $B = F_{умакс} / f_{Г}$ где $f_{Г}$ - частота выходного колебания УКГ.

Динамика управления частотой УКГ определяется тремя факторами: инерционностью цепи управления или инерционностью перестройки напряжения на управителе относительно изменения управляющего фактора на входе цепи управления, инерционностью управителя или инерционностью изменения реактивного сопротивления управителя относительно вариации напряжения на нем и инерционностью колебательной системы или инерционностью перестройки частоты выходного колебания относительно изменения реактивного сопротивления управителя.

При использовании в качестве управителя варикапа и работе УКГ на частотах $f \geq 1$ МГц, определяющим общую инерционность управления или динамические свойства УКГ является в основном первый фактор, т. е. инерционность цепи управления [50].

Использование в качестве управителя нелинейной емкости варикапа приводит к определенной сложности инженерного расчета цепи управления,

так как дифференциальное уравнение простейшей цепи управления с варикапом и разделительным резистором будет нелинейным:

$$RC(U_C) \frac{dU_C}{dt} + RU_C \frac{dC(U_C)}{dt} + U_C = e(t), \quad (4.13)$$

где $C(U_C) = C_g + C_h \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + U_C}}$ - суммарная емкость управителя;

C_h, C_g - емкость варикапа при $U_C = 0$ и емкость монтажа схемы УКГ, подключенная параллельно к варикапу;

φ, U_C - контактная разность потенциалов и напряжение на варикапах;

R - сопротивление разделительного резистора;

$E(t)$ - управляющий фактор.

Пусть управляющий фактор $E(t)$ изменяется по закону единичного скачка:

$$e(t) = \begin{cases} E_1, t \leq 0, \\ E_2, t > 0. \end{cases} \quad (4.14)$$

Введя обозначения

$$U_C / \varphi = x, RC_g = T, t / T = \tau, \lambda(\tau) = \frac{e(t)}{\varphi},$$

$$z(x) = C(U_C) / C_g = C_h / [C_g \sqrt{1+x}] + 1,$$

приведем дифференциальное уравнение (4.13) к безразмерной форме:

$$z(x) \frac{dx}{d\tau} + x \frac{dz(x)}{d\tau} + x = \lambda(\tau). \quad (4.15)$$

Учитывая, что $\frac{dz(x)}{d\tau} = \frac{dz(x)}{dx} \cdot \frac{dx}{d\tau}$, преобразовываем (4.15) к такому

виду:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{d\tau} \varphi(x) + x &= \lambda(\tau), \\ \varphi(x) &= z(x) + x \frac{dz(x)}{dx}. \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Далее с учетом принятых обозначений и соотношений (4.14) записываем

$$\lambda(\tau) = \begin{cases} E_1 / \varphi, \tau \leq 0, \\ E_2 / \varphi, \tau > 0. \end{cases} \quad (4.17)$$

Принимая $\tau = 0$ и приравнявая $\frac{dx}{d\tau} = 0$, из (4.16) с учетом (4.17)

$$\text{получаем начальные условия } x(0) = x_0 = E_1 / \varphi. \quad (4.18)$$

При заданном воздействии в виде единичного скачка (4.14) решение уравнения (4.15) находим путем его непосредственного интегрирования. Общее решение имеет следующий вид:

$$\tau_{\text{общ}} = \frac{g(2+\lambda)}{2\sqrt{(1+\lambda)^3}} \ln \frac{\sqrt{1+x} + \sqrt{1+\lambda}}{\sqrt{1+x} - \sqrt{1+\lambda}} - \ln(\lambda - x) - 1 - k, \quad (4.19)$$

где $g = C_h / C_g$;

k - коэффициент, определяемый с учетом начальных условий (4.18) при получении частного решения (4.15).

Частное решение при заданных начальных условиях таково:

$$\begin{aligned} \tau(x) &= \frac{g(2+\lambda)}{2\sqrt{(1+\lambda)^3}} \ln \frac{(\sqrt{1+x_0} - \sqrt{1+\lambda})(\sqrt{1+x} + \sqrt{1+\lambda})}{(\sqrt{1+x} - \sqrt{1+\lambda})(\sqrt{1+x_0} + \sqrt{1+\lambda})} + \\ &+ \ln \frac{\lambda - x_0}{\lambda - x} - \frac{g}{1+\lambda} \left[\frac{1}{\sqrt{1+x_0}} - \frac{1}{\sqrt{1+x}} \right]. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Переходный процесс цепи управления можно считать законченным, когда $U_C(t) - E_1 = 0,9(E_2 - E_1)$. Тогда время его установления

$$t_{\text{уст}} = RC_g \tau \left[\frac{0,9E_2 - 0,1E_1}{\varphi} \right]. \quad (4.21)$$

Отсюда максимально возможная частота управляющего воздействия

$$F_{\text{умакс}} = 1/2t_{\text{уст.}}$$

Проведенный анализ показывает следующее:

- переходные характеристики рассмотренной RC-цепи управления УКГ отличаются от экспоненциальных, а степень отличия зависит от нелинейной характеристики варикапа;
- инерционность цепи управления УКГ определяется в основном параметрами C_h , C_g , R и слабо зависит от амплитуды изменения управляющего фактора;
- разностные и одночастотные УКГ с одинаковыми цепями управления обеспечивают одинаковые скорости перестройки частоты, т.е. $F_{\text{умакс}}$ и $t_{\text{уст.}}$;
- относительное быстродействие $B = F_{\text{умакс}} / f_p$ разностных УКГ больше, чем одночастотных, так как $f_p < f_{1,2}$, при этом B может превышать единицу, в то время как у одночастотных УКГ всегда $B < 1$ из-за того, что постоянная времени цепей управления не может быть меньше величины $1/f_{1,2}$.

При разработке разностных УКГ с некоторыми изменениями могут быть использованы соотношения и алгоритмы [47], описывающие *стабильность частоты* их выходных колебаний.

Управление частотой выполняется изменением емкостей управителей $C_{y1,2}(E_y)$, поэтому частоты $f_{1,2}$, их вариации $\delta f_{1,2}$, $\delta f_{1,2}/f_{1,2}$, коэффициенты чувствительности $\eta_{1,2}$ и взаимосвязи β , входящие в расчетные соотношения (2.1) - (2.15), являются функциями управляющего напряжения E_y . Это приводит к возможности обеспечения оптимального коэффициента взаимосвязи (2.7), при котором $\delta f_p/f_p = 0$ только в какой-то одной точке диапазона управления. В остальных точках взаимосвязь вариаций частот $f_{1,2}$ не является оптимальной и вариации $\delta f_p/f_p > 0$.

Характер зависимостей $\delta f_p / f_p = \varphi(E_y)$ такой, что на краях диапазона перестройки расстройки кварцевых резонаторов, степень их связи с активной частью генератора, коэффициенты чувствительности частот к вариациям импеданса активной части и вариации $\delta f_{1,2}$ частот $f_{1,2}$ сильно отличаются друг от друга, т. е. $\delta f_1 > \delta f_2$ или $\delta f_1 < \delta f_2$. В наихудшем случае, когда $\delta f_1 \gg \delta f_2$ или $\delta f_1 \ll \delta f_2$, стабильность частоты f_p выходного колебания с учетом (2.2) определяется из соотношения

$$\frac{\delta f_p}{f_p} = \frac{\delta f_{1,2}}{f_p} = N_{1,2} \frac{\delta f_{1,2}}{f_{1,2}}, \quad (4.22)$$

где $N_{1,2} = f_{1,2} / f_p$.

Анализ показывает следующее:

- наихудшая стабильность выходного колебания разностных УКГ имеется на краях диапазона управления;
- нестабильность частоты разностных УКГ в диапазоне управления уменьшается при обеспечении оптимального коэффициента взаимосвязи (2.7);
- при снижении интервала изменения E_y или диапазона перестройки частоты d уменьшается нестабильность частоты $\delta f_p / f_p$ разностных УКГ в диапазоне управления, но эта зависимость нелинейная, поэтому параметры элементов генераторов оптимизируют по отношению d к $\delta f_p / f_p$;
- зависимости нестабильности частоты разностных УКГ от управляющего напряжения существенно отличаются от аналогичных зависимостей одночастотных УКГ, которым характерен монотонный вид (без минимума) с максимальным значением на одной из границ диапазона управляющих напряжений.

Следует отметить, что необходимо учитывать также вклад нестабильности емкостей $C_{y1,2}$ управителей - варикапов в нестабильность

частоты выходного колебания разностных УКГ. Для уменьшения этого вклада обеспечением корреляции вариаций частот $f_{1,2}$, обусловленных вариациями барьерных емкостей варикапов, между цепями управления целесообразно включать индуктивность связи L_C , соединяющую источники шумовых напряжений управляющих варикапов параллельно, и, следовательно, положительно коррелирующую вариации их барьерных емкостей [10].

Немоночастотность колебательной системы широкодиапазонных УКГ, в том числе и разностных УКГ, может приводить к нежелательным явлениям: разрывам характеристики управления, скачкам частоты или резкому увеличению нелинейности управления частотой [36]. В разностных УКГ эти явления менее выражены при обеспечении таких же диапазонных характеристик, так как при этом расстройки частот колебаний относительно частот кварцевых резонаторов оказываются на один-два порядка меньшими, чем в одночастотных УКГ. Однако при диапазонах перестройки, достигающих 10...20%, в разностных УКГ немонотонность колебательной системы так же оказывает влияние на характеристики управления.

Известны следующие способы уменьшения влияния немонотонности колебательных систем УКГ на их характеристики управления:

- использование схем генераторов, в которых условия возбуждения паразитных колебаний выполняются в меньшей мере, например, осцилляторных схем кварцевых генераторов [35];
- введение в колебательную систему специальных режекторных контуров, ухудшающих условия возбуждения паразитных колебаний [46,68];
- введение в схему генератора активных сопротивлений, ухудшающих условия возбуждения всех возможных колебаний, в том числе паразитных [35].

Эти способы улучшения монотонности УКГ достаточно хорошо рассмотрены в литературе, поэтому отметим только то, что наиболее

предпочтительными являются первый и третий способы, так как второй способ приводит к усложнению колебательной системы, а для широкодиапазонных УКГ - к увеличению трудоемкости наладочных работ.

Уменьшение влияния немонотонности колебательной системы УКГ на характеристики управления возможно осуществить, применяя МПКГ (см. рис.3.5) [5,41,48,49]. Возбуждение колебания на паразитной резонансной частоте f_n , возникающей, например, при введении в управляющую колебательную систему расширительных катушек индуктивности или при использовании в ней немонотонных кварцевых резонаторов, возможно, если существует еще одна паразитная резонансная частота $f'_n = f_h - f_2$, когда

$$f_1 + f_2 = f = f_n + f'_n. \quad (4.24)$$

Паразитные частоты управляемой колебательной системы УКГ обычно расположены выше частот $f_{1,2}$, т. е. $f_n > f_1$, $f'_n > f_2$, и принимают случайные значения. Поэтому условия (4.24) возбуждения паразитных колебаний не выполняются.

Приведем результаты эксперимента [47]. В МПКГ (см. рис. 3.5, б) был использован кварцевый резонатор с частотой основного резонанса $f_0 = 5000246$ Гц и интенсивными побочными резонансами на частотах $f_1 = 5336475$ Гц, $f_2 = 5416200$ Гц, $f_3 = 5637250$ Гц. Резонансная частота LC-контра, состоящего из индуктивности и параллельно ей включенных емкостей кварцевого резонатора, варикапа, нагрузки и источника накачки – генератора, была $f_{LC} = 4831000$ Гц.

При изменении частоты накачки в этом генераторе возбуждались пары колебаний разных резонансных частот его колебательной системы. При этом возбуждение других (третьего, четвертого и т.д.) колебаний не наблюдалось.

Из описанного эксперимента следует, что для подавления побочных колебаний при наличии интенсивных по сравнению с основными

резонансами колебательной системы в МПКГ достаточно выбрать требуемую частоту накачки без изменений в схеме и номиналах элементов устройства.

4.2. Схемотехника разностных УКГ

Проведенный в предыдущем подразделе и в работе [47] анализ показал, что эффективными и практически реализуемыми схемными способами повышения основных показателей разностных УКГ являются:

- включение между цепями управления катушки индуктивности связи (рис.4.4, а) [10];
 - включение между цепями управления двух параллельно включенных по ВЧ варикапов связи (рис. 4.4, б) [7];
- синхронизация, например, посредством АПЧ генератора по суммарной

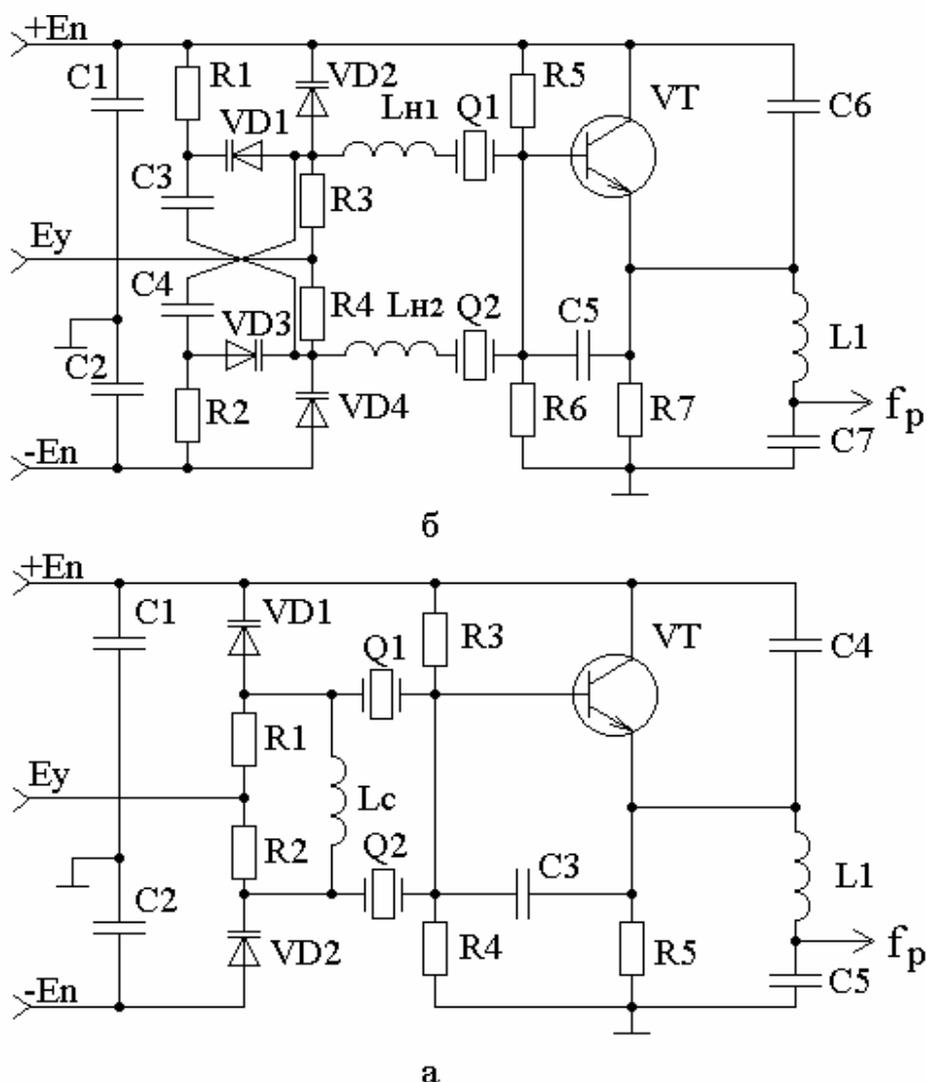


Рис. 4.4

частоте (рис. 4.5, а) [47];

- стабилизация суммарной частоты разностного УКГ включением дополнительного кварцевого резонатора в его положительной обратной связи (рис. 4.5, б) [47];

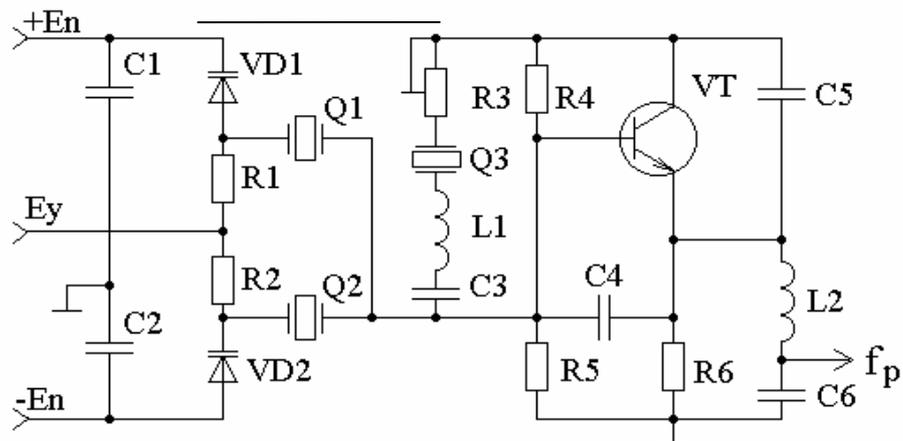
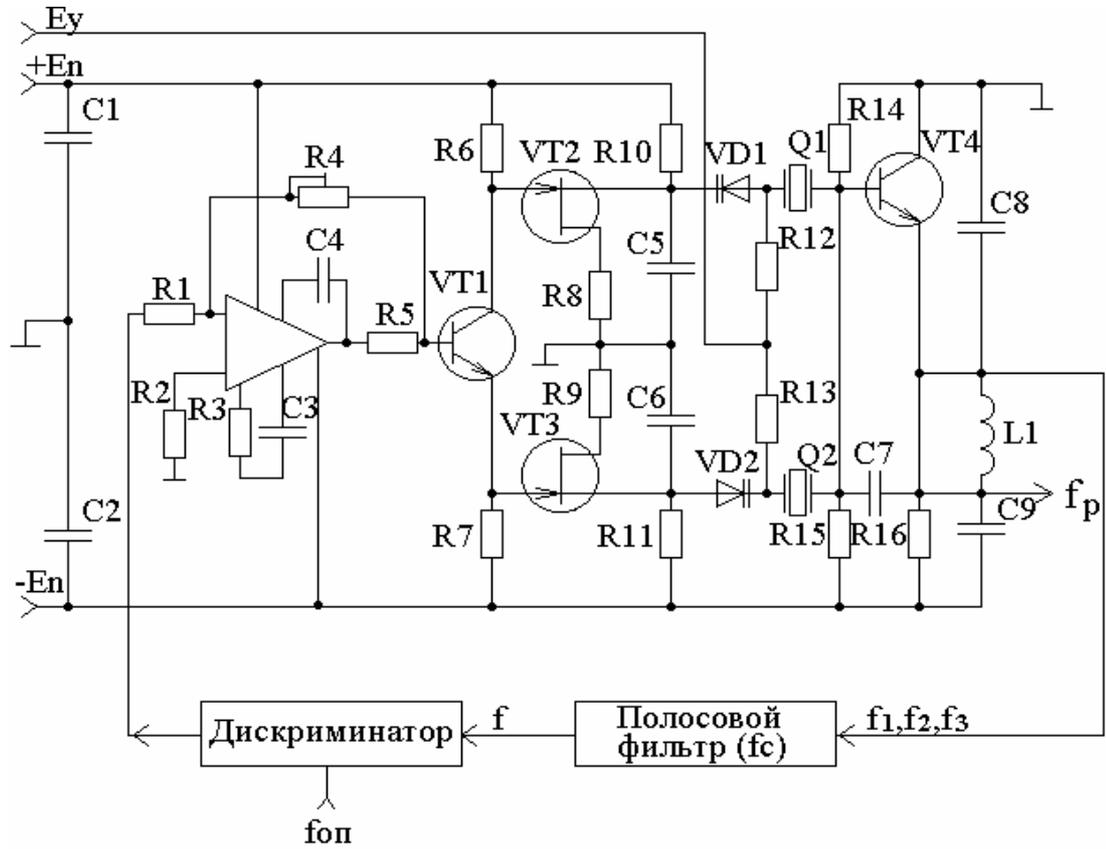


Рис. 4.5

– построение разностного УКГ на базе МПКГ [5,41,48,49] (рис. 4.6).

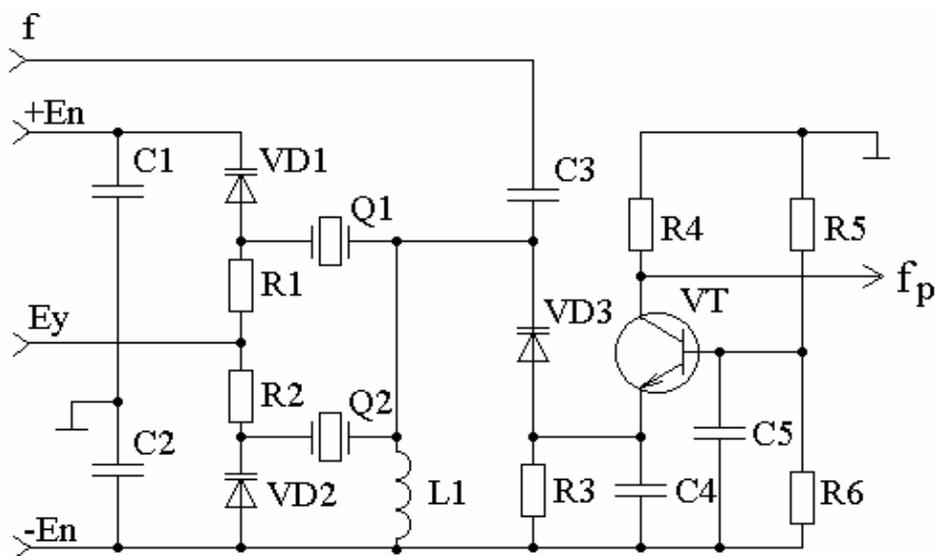


Рис. 4.6

На рис. 4.7 изображена схема разностного УКГ [23], в котором в качестве управителя используется управляемое активное сопротивление.

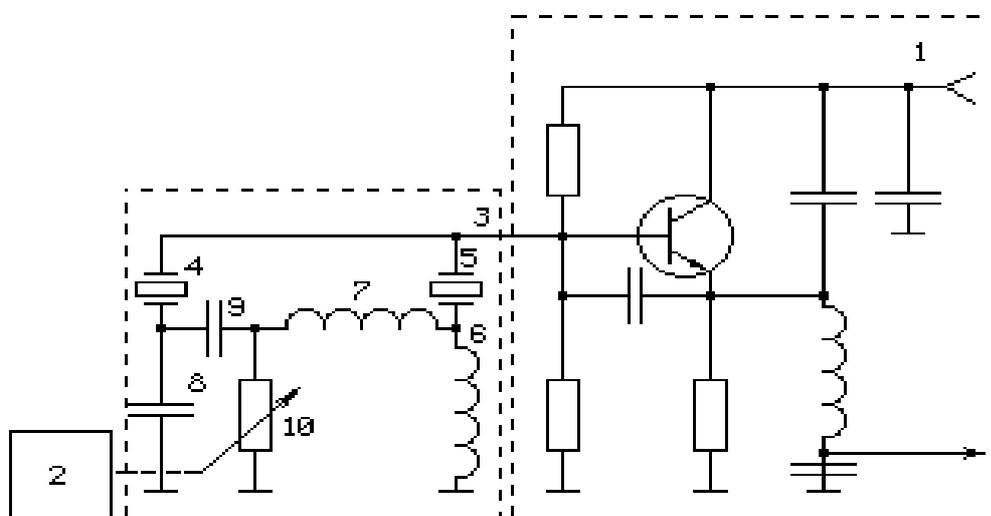


Рис. 4.7

Частотно-модулированный кварцевый генератор содержит активную часть 1 двухчастотно-разностного типа, источник 2 управляющего воздействия и двухчастотную кварцевую колебательную систему 3, включающую в себя два кварцевых резонатора 4,5, две катушки 6,7 индуктивности, два емкостных реактивных элемента 8,9 и резистор 10.

Резистор 10 с переменным сопротивлением может представлять собой потенциометр, оптронную пару, терморезистор, тензорезистор, фоторезистор, р-п переход биполярного или канал полевого транзисторов, контакты электромеханического или герконового реле и другие реализации.

Активная часть 1 генератора выполнена в виде двухчастотно-разностного генератора [4]. В ней кроме биполярного транзистора с резисторами выбора рабочей точки и емкостей связи трехточечного генератора содержится также последовательный колебательный контур, который предназначен для обеспечения устойчивости возбуждения двух колебаний частот f_1 и f_2 , близких двум резонансным частотам подключенной к активной части двухчастотной кварцевой колебательной системы 3. Для выделения из тока активного элемента (транзистора) разностного комбинационного колебания частоты $f_p = f_1 - f_2$ резонансную частоту f_{p0} контуры настраивают на разность частот кварцевых колебаний. На выходе активной части генератора выделяется колебание разностной частоты. Дифференциальность управления обеспечивается в рассматриваемом устройстве в силу следующих причин. Если настроить контура из конденсатора 9 и катушки 7, а также конденсатора 8 и катушки 6 на среднюю частоту $(f_1 + f_2)/2$, то при сопротивлении R_{\max} резистора 10, превышающем эквивалентное сопротивление R_{Σ} этих контуров, последовательно с обоими кварцевыми резонаторами 4, 5 будет включенным эквивалентный колебательный контур. Реактивное сопротивление этого контура имеет индуктивный характер на меньшей частоте f_1 первого кварцевого резонатора 4 и емкостный характер на большей частоте f_2 второго кварцевого резонатора (рис. 4.8, а). При нулевом сопротивлении R_{\min} резистора 10 последовательно с кварцевым резонатором 4 меньшей частоты f_1 оказываются включенными два параллельных конденсатора 8, 9 и последовательно с кварцевым резонатором 5 большей частоты f_2 - две катушки 7, 6 индуктивности (рис. 4.8, б).

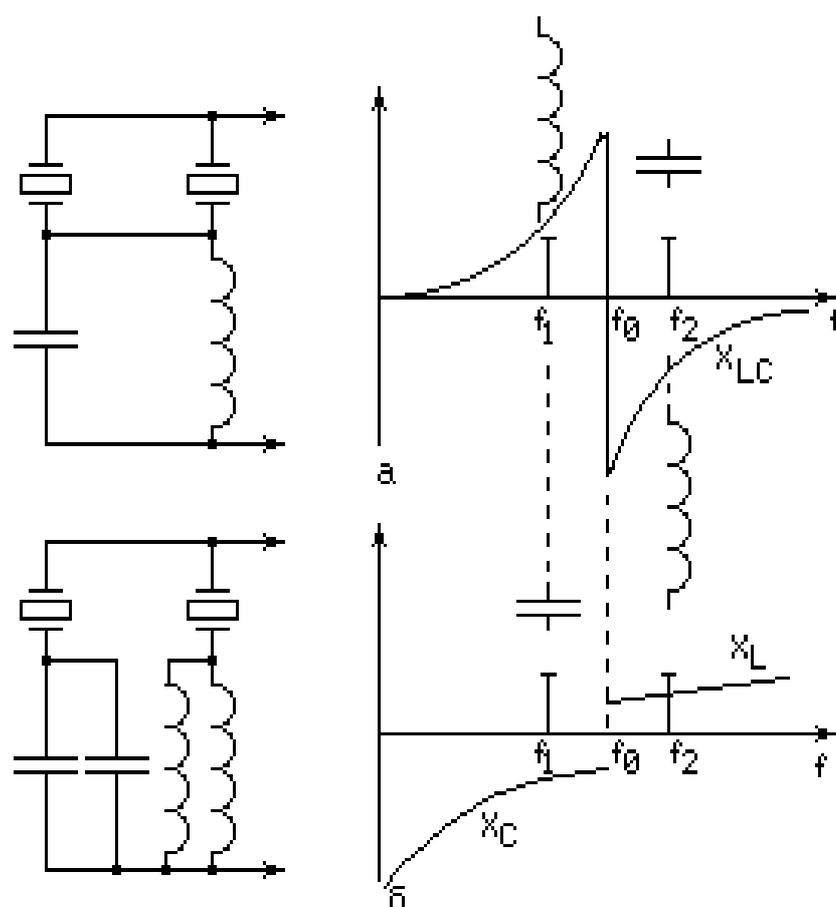


Рис. 4.8

Таким образом, при изменении сопротивления резистора R в пределах от R_{\max} до R_{\min} изменяются реактивные сопротивления цепей, последовательных кварцевым резонаторам 4, 5, соответственно, от индуктивного к емкостному и от емкостного к индуктивному, то есть выполняется дифференциальное управление частотами $f_{1,2}$ генерируемых колебаний. Вследствие этого осуществляется широкодиапазонная перестройка частот, поскольку реактивные сопротивления меняют знак, как это происходит, например, при управлении посредством варикапов в цепях с расширительными катушками индуктивности.

На рис. 4.9 показана схема разностного УКГ [25], в которой возможно раздельное управление двумя модами двухэлектродного кварцевого резонатора 11.

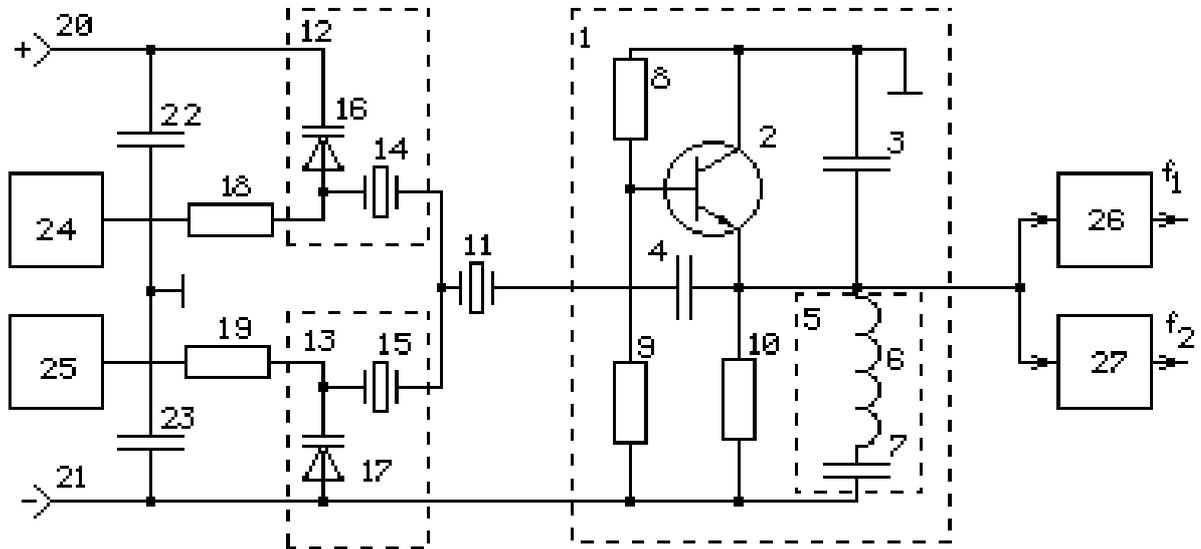


Рис. 4.9

Частотно-модулированный кварцевый генератор содержит усилитель 1 на транзисторе 2, фазирующие конденсаторы 3, 4, нагрузочный LC-контур 5, включающий последовательно соединенные дроссель 6, конденсатор 7, резисторы базового делителя 8, 9 и резистор 10 в цепи эмиттера, двухмодовый кварцевый резонатор 11, входящий в состав частотозадающих цепей 12 и 13, в каждую из которых также входят последовательно соединенный кварцевый резонатор 14 (15) и варикап 16 (17), резисторы 18 и 19, шины источника смещения 20 и источника питания 21, заблокированные по смещению и питанию конденсаторы 22 и 23, источники управляющих сигналов 24 и 25, полосовые фильтры 26 и 27.

В генераторе используется многомодовый кварцевый резонатор 11 с интенсивными ангармоническими модами. Конструкция и технология изготовления таких двухчастотных кварцевых резонаторов известна и практически ничем не отличается от конструкции и технологии изготовления обычных резонаторов АТ-среза широкого применения. При этом имеется

практическая возможность получать как требуемый резонанс между основным и ближайшим интенсивным ангармоническим резонансами кварцевого резонатора, так и требуемые добротности основного и ангармонического резонансов путем изменения геометрии пьезоэлемента и электродов кварцевого резонатора. Кроме этого, имеется возможность отдельной подстройки указанных частот посредством допыления материала электрода или снятием части его.

В генераторе возбуждаются колебания некротных частот, близких к собственным резонансным частотам основного колебания и ближайшей интенсивной ангармоники кварцевого резонатора 11. Устойчивость двухчастотного асинхронного режима обеспечивается подавлением на входе активного нелинейного элемента транзистора 2 разностной частоты, для чего используется нагрузочный контур 5, резонансная частота которого лежит вблизи разностной частоты.

Для осуществления независимого отдельного управления модами базового двухмодового кварцевого резонатора 11 в генератор включены две частотоподающие цепи 12, 13 (рис. 4.10), содержащие фильтровый кварцевый резонатор 14 (15) и варикап 16 (17).

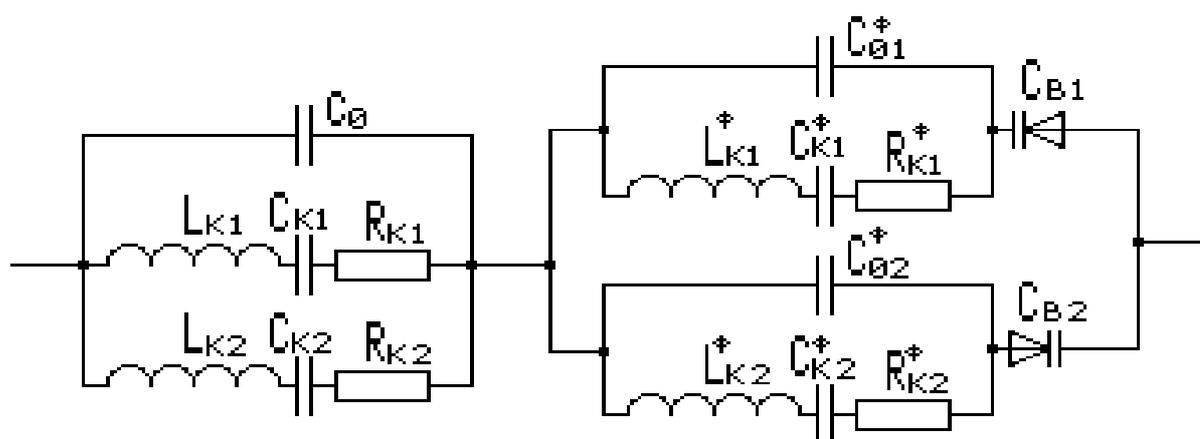


Рис. 4.10

При определенных динамических параметрах и частотах последовательных резонансов фильтровых кварцевых резонаторов 14, 15 по известным частотам базового кварцевого резонатора 11 и выбранному типу варикапов 16, 17 можно обеспечить требуемое независимое раздельное управление частотами двухчастотного частотно-модулированного кварцевого генератора от двух различных источников управляющих сигналов 24 и 25.

4.3. Сравнительный анализ показателей УКГ

В радиоэлектронной аппаратуре широко используются одночастотные УКГ с одной расширительной катушкой индуктивности и с тремя расширительными катушками индуктивности (рис. 4.11), по схемам Дрисколла (рис. 4.12, а) и Самойленко (рис. 4.12, б) [34,46,63,66,68].

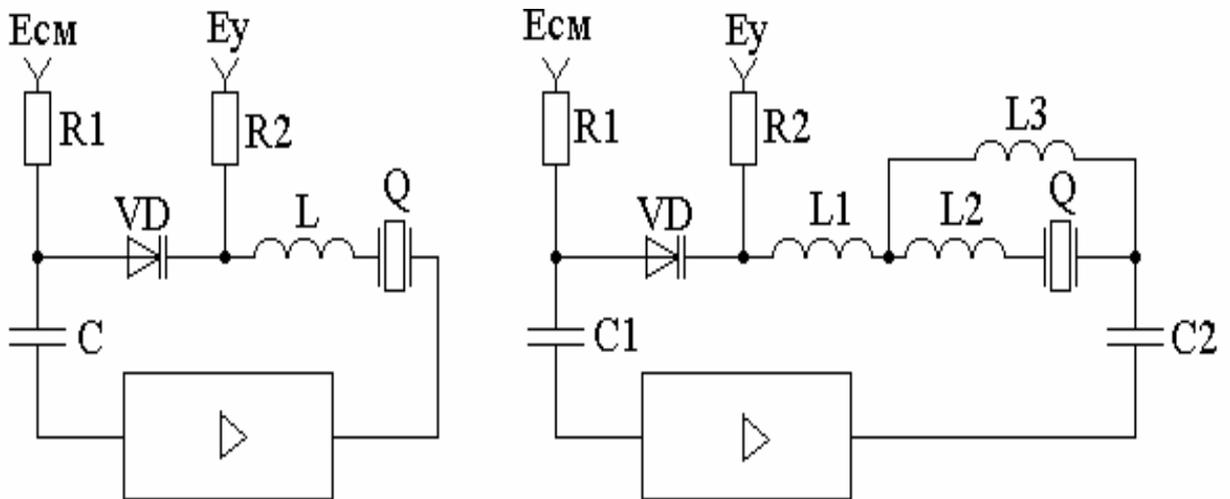
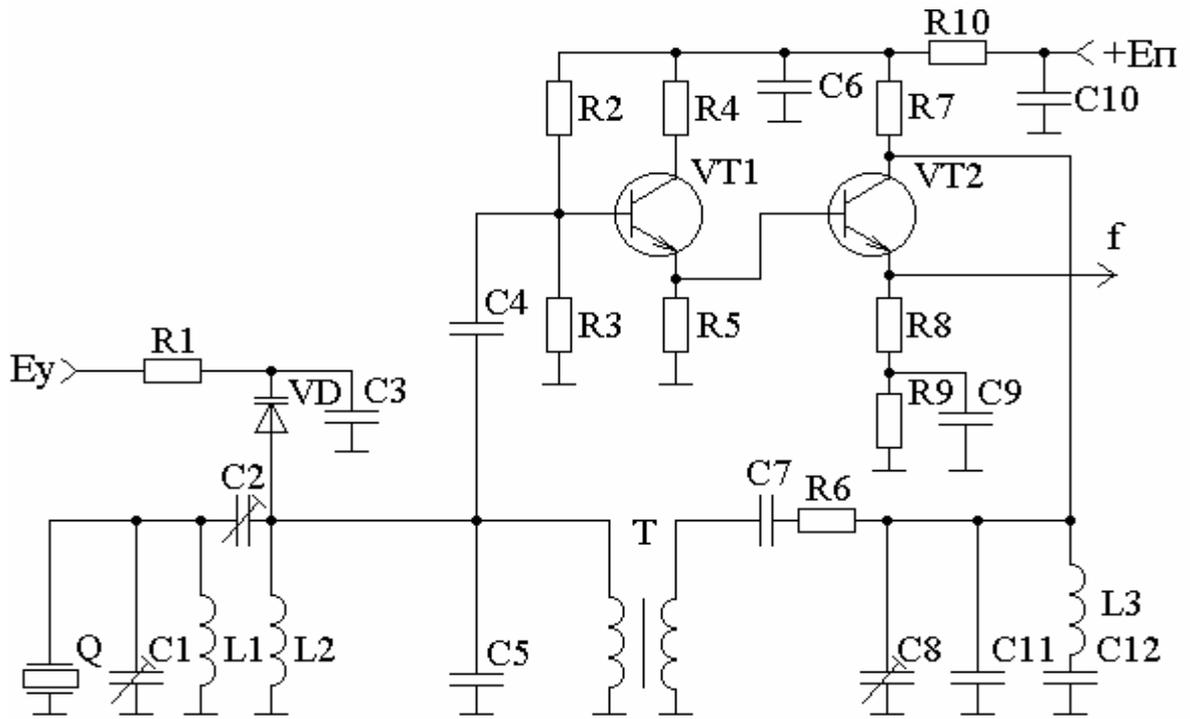
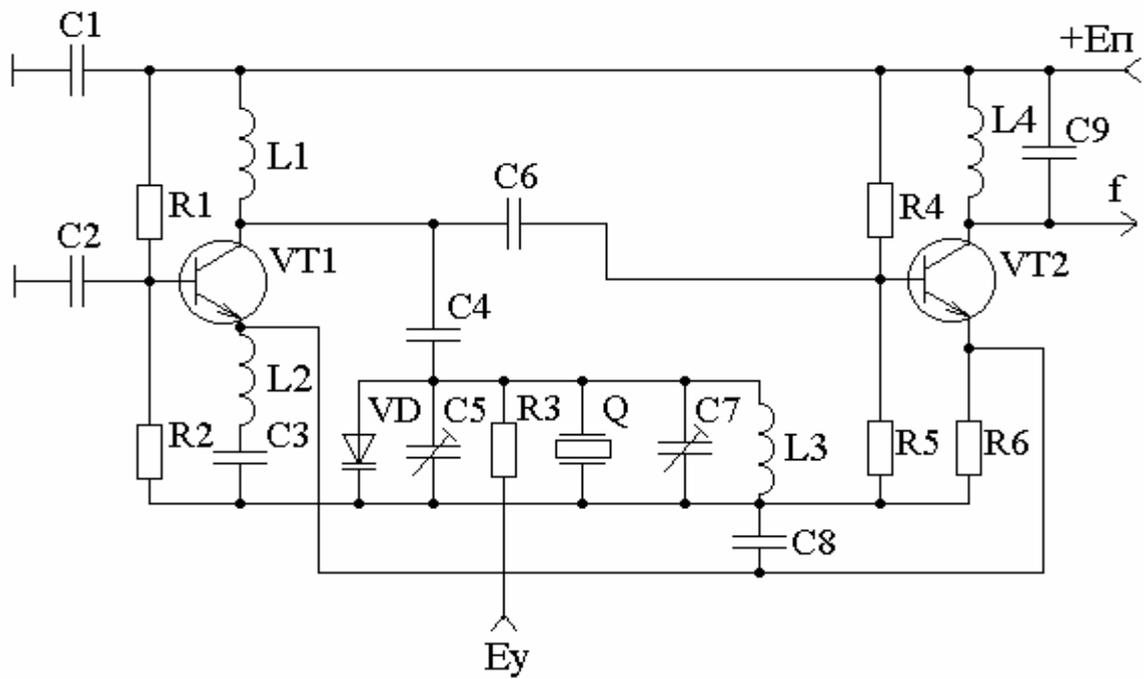


Рис. 4.11



a



б

Рис. 4.12

Из двухчастотных УКГ наиболее эффективными являются генераторы, построенные по схеме Смирнова [62,74], и рассмотренные разностные УКГ [4,7,10,12,14,23,41,76,77].

Исследования, проведенные в предыдущих разделах, обосновывают следующие основные достоинства разностных УКГ по сравнению с другими УКГ:

1. Разностные УКГ обеспечивают относительные диапазоны перестройки частоты до 10...20%, в то время как диапазоны перестройки наиболее широкополосных одночастотных УКГ (см. рис. 4.12, а, б) не превышают 1...3%.
2. Нижняя граница диапазона рабочих частот разностных УКГ находится в области частот 0,01...10 кГц, а применение одночастотных на частотах ниже 1 МГц ограничено низкими массогабаритными и управляемыми свойствами кварцевых резонаторов.
3. Линейность характеристики управления разностных УКГ выше, чем одночастотных УКГ, так как при вычитании характеристик управления по двум основным частотам происходит компенсация нелинейности.
4. Относительное быстродействие или отношение максимальной частоты управляющего воздействия к частоте выходного колебания разностных УКГ может быть больше единицы, а у одночастотных УКГ этот параметр не превышает величины $\sim 0,1$.
5. Разностные УКГ более пригодны для микроэлектронного исполнения по сравнению с одночастотными потому, что требуют наличия катушек индуктивности с меньшими номинальными значениями, так как частоты кварцованных колебаний разностных УКГ выше частот одночастотных.
6. Номинальная частота $f_p = f_{k1} - f_{k2}$ выходного колебания разностных УКГ не зависит от расстроек $\Delta f_{1,2} = f_{1,2} - f_{k1,2}$ частот $f_{1,2}$ относительно $f_{k1,2}$. В одночастотных УКГ $f_{ном} = f_k - \Delta f$, где Δf - сложноопределяемая величина. Поэтому использование разностных УКГ облегчает нахождение требуемых частот последовательных резонансов кварцевых резонаторов, обеспечивающих номинальную частоту выходных колебаний генераторов.

7. Стабильность выходной частоты разностных УКГ в относительном диапазоне перестройки частоты, равном относительному диапазону перестройки частоты одночастотных УКГ, при оптимальном выборе параметров элементов может быть выше, чем стабильность частоты одночастотных генераторов.
8. От двухчастотных УКГ с двумя независимыми кварцевыми генераторами разностные отличаются более простыми схемными решениями и повышенной стабильностью частоты выходного колебания, обусловленной положительной корреляцией кварцованных частот для всех дестабилизирующих воздействий.

Таким образом, разностные УКГ дополняют одночастотные УКГ и LC-управляемые генераторы в параметрическом ряду генераторов плавного диапазона, обеспечивают более высокие показатели в диапазоне частот ниже 1 МГц и при диапазоне перестройки 1...5% - более высокую стабильность выходных колебаний. Управлять частотами многомодовых двухэлектродных кварцевых резонаторов можно исключительно в разностных УКГ.

5. МНОГОЧАСТОТНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТЕМПЕРАТУРЫ

В многочастотных автогенераторных преобразователях температуры (МАПТ) необходимо:

- использовать спектры резонансных частот серийно выпускаемых термочувствительных элементов (ТЧЭ) ПЯ-среза, в частности, интенсивных ангармонических мод с отрицательным температурным коэффициентом чувствительности;
- возбуждать в МАПТ на одном активном элементе и со связанной колебательной системой одновременно две и более моды из спектра ТЧЭ с противоположными знаками температурной чувствительности и, следовательно, осуществлять дифференциальный принцип работы таких устройств;
- реализовать такие функциональные схемы преобразователей, в которых счетное и опорное колебания являются информационными зависимыми от температуры.

Схемы МАПТ должны отвечать следующим эксплуатационным и конструктивным требованиям:

- обеспечивать устойчивую генерацию многочастотных колебаний в рабочем диапазоне температур и, следовательно, при изменяющихся в широких (10...1000 Ом) интервалах динамических сопротивлений резонаторов на основной и ангармонической модах и соотношений (1...10) этих сопротивлений;
- разделяться на схему выносного пробника и схему обработки и индикации температуры, при этом схема пробника должна быть простой и малопотребляющей и, следовательно, обеспечивать малые тепловую инерционность и габариты пробника;

– влияние активной части схемы должно быть слабым, чтобы погрешность измерения температуры определялась в основном погрешностями характеристики преобразования чувствительного элемента - резонатора.

В случае использования в качестве чувствительных элементов МАПТ двухмодовых двухэлектродных кварцевых резонаторов возможность возбуждения двух колебаний двумя независимыми автогенераторными преобразователями исключается. При этом можно применять генераторы с двумя активными отдельными частями [18,69,70] и с одной общей для двух колебаний активной частью [20-22,24,26-33].

Приведем примеры МАПТ. На рис. 5.1 дана схема устройства для измерения температуры [22], а на рис. 5.2 - пример применяемого кварцевого резонатора, зависимости частот основных кварцованных колебаний f_1 , f_2 и разностного колебания двухчастотного генератора от температуры T и спектр колебаний кварцованных (основных) частот f_1 , f_2 .

Устройство для измерения температуры содержит термозависимый двухчастотный генератор 1, в частотно-задающую цепь которого включен двухчастотный термочувствительный кварцевый резонатор 2 с температурными коэффициентами разных знаков, счетчик 3, фильтр нижних частот 4, делитель частоты 5, блок регистрации 6. При этом вход делителя частоты 5 связан с цепью кварцевого резонатора 2, а вход фильтра нижних частот 4 подключен к активному элементу термозависимого генератора. Термозависимый генератор 1 выполнен на транзисторе 7 по схеме емкостной трехточки с общим коллектором (фазирующие конденсаторы 14, 15).

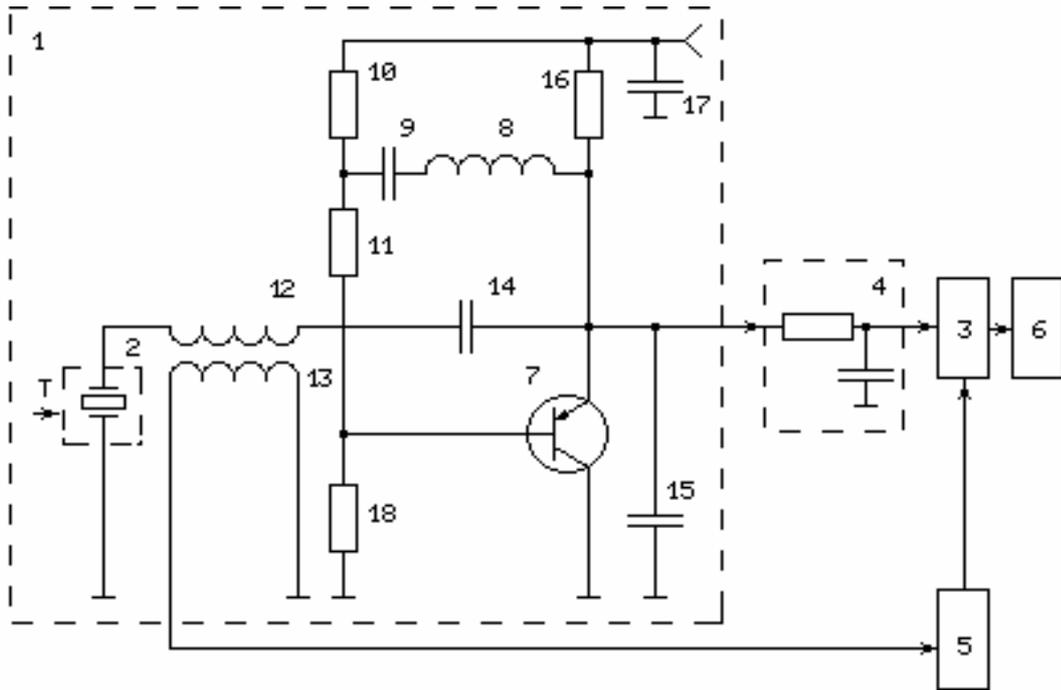


Рис. 5.1

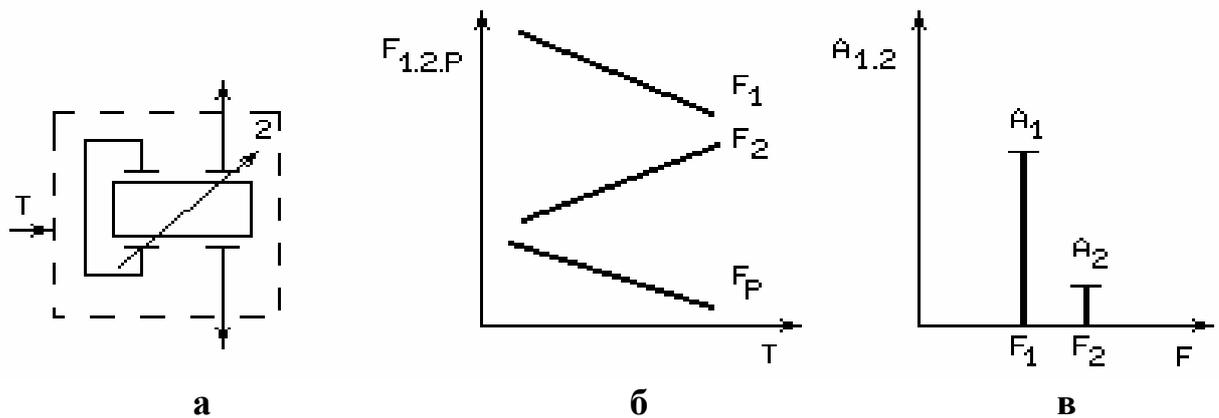


Рис. 5.2

Эмиттер транзистора 7 подключен ко входу фильтра нижних частот 4 и через последовательно подключенные индуктивность 8 и емкость 9 соединен с общей точкой резистивного делителя напряжения (резисторы 10, 11 и 18), включенного между базой транзистора и выводом источника питания генератора. Двухчастотный кварцевый резонатор 2 подключен к коллектору и базе транзистора через первичную обмотку 12 высокочастотного трансформатора, вторичная обмотка 13 которого соединена со входом делителя частоты 4. Кроме этого, термозависимый кварцевый генератор 1

содержит блокировочный конденсатор 17 для шунтирования по высокой частоте источника питания.

В устройстве используется кварцевый резонатор ПЯ-среза, у которого на частоте f_2 , приблизительно в 1,2 раза превышающей частоту основного колебания f_1 с положительным температурным коэффициентом, находится ангармонический обертоном с отрицательным температурным коэффициентом и динамическим сопротивлением, в 2-3 раза большим, чем на основном колебании. Возможно применение кварцевого резонатора (см. рис. 5.2,а) с выполненным на той же пьезопластине акустически связанным с первым и электрически закороченным вторым кварцевым резонатором, имеющим два резонанса связи на частотах f_{c1} , f_{c2} и дифференциально чувствительным к изменениям температуры, так как частоты связи определяются следующим образом

$$f_{c1} = f_0[1 + K_c(T)/2], \quad f_{c2} = f_0[1 - K_c(T)/2]. \quad (5.1)$$

Термозависимый генератор на основе трехточечного генератора на транзисторе с емкостной связью выполнен двухчастотным, для чего эмиттер транзистора через последовательный LC-контур соединен с общей точкой резистивного делителя напряжения, включенного между базой транзистора и шиной источника питания.

На эмиттерной нагрузке генератора формируется колебание, содержащее спектр составляющих частот $f_{mn} = mf_1 \pm nf_2$, где m, n - целые числа, среди них - колебания кварцеванных частот f_1 и f_2 ($m = 1, n = 0$ и $m = 0, n = 1$), разностное колебание частоты $f_p = f_1 - f_2$ ($m = 1, n = -1$), суммарное колебание частоты $f_c = f_1 + f_2$ ($m = n = 1$) и т.д..

Разностное колебание является самым низкочастотным - $f_p \ll f_{1,2}$ и поэтому выделяется фильтром нижних частот 4.

Кварцевый резонатор имеет два резонанса на частотах f_1 и f_2 , в связи с чем составляющие этих частот в токе через резонатор преобладают по интенсивности относительно других генерируемых колебаний частот $f_{mn} = mf_1 \pm nf_2$. Поэтому на катушке 12 индуктивности преобладает по интенсивности и на катушке 13 связи выделяется двухчастотное колебание кварцованных частот f_1, f_2 (см. рис. 5.2, в).

Таким образом, на счетный вход счетчика 3 подается колебание разностной частоты $f_p = f_1 - f_2$, а на вход делителя частоты 5 - двухчастотное колебание частот f_1, f_2 . Двухчастотное колебание представляет собой колебание биений, т. е. колебание, частота f_6 которого промодулирована с частотой $f_p = f_1 - f_2$, и при соотношении $k = A1 / A2 < 0,3$ (см. рис. 5.2, в) амплитуд $A1, A2$ каждого из колебаний частот f_1, f_2 равном частота

$$f_6 = f_1 \pm f_p k \cos 2\pi f_p t. \quad (5.2)$$

Делитель частоты 5 делит частоту f_6 на N и одновременно усредняет ее во времени на периоде выходного колебания. При этом частота выходного колебания делителя частоты 5

$$f_e = (f_1 \pm \sigma f_1) / N = f_1 / N (1 + \sigma f_1 / f_1), \quad (5.3)$$

где $\sigma f_1 \leq f_1 k / N$ или $\sigma f_1 / f_1 \leq k / N$.

Таким образом, на выходе делителя 5 частота f_e колебания отличается от частоты f_1 / N на относительную величину, не превышающую k / N , причем при $f_p N / f_1 = 2\pi l$, где $l = 0, 1, 2, \dots$, $\sigma f_1 / f_1 = 0$, т.е. частота f_e выходного колебания делителя частоты 5 точно равна деленной на N частоте f_1 кварцованного колебания большей амплитуды $A1$. Это позволяет без дополнительных фильтров формировать на опорном входе счетчика 3 опорное колебание частоты f_1 / N .

При использовании кварцевого резонатора ПЯ-среза с колебаниями основного и ангармонического обертонов или акустически связанного кварцевого резонатора (см. рис. 5.2, а) с колебаниями на двух частотах связи частоты f_1 и f_2 линейно зависят от температуры T (см. рис. 5.2, б):

$$f_1 = k_1 T + F_1, \quad f_2 = k_2 T + F_2, \quad k_1/k_2 < 0. \quad (5.4)$$

Тогда крутизна характеристики преобразования температуры T в цифру $m = f_p/f_1/N$ определяется так:

$$S = \frac{\partial m}{\partial T} = N \frac{(k_1 \cdot T + F_1)k_2 - (k_2 \cdot T + F_2)k_1}{(k_1 \cdot T + F_1)}. \quad (5.5)$$

В устройстве с опорным генератором ($f_2 = F_2 = \text{const}$ и $k_2 = 0$) крутизна характеристики преобразования

$$S_n = -Nk_1/F_2. \quad (5.6)$$

Таким образом, выигрыш по крутизне (чувствительности) устройства (см. рис. 5.2) относительно устройства с опорным генератором

$$K_B = |S / S_{II}| = \frac{F_2 [(k_1 \cdot T + F_1)k_2 - (k_2 \cdot T + F_2)k_1]}{k_1(k_1 \cdot T + F_1)^2}. \quad (5.7)$$

Например, при $k_1/k_2 = -1.2$ и $F_2/F_1 = 1.2$ (случай ПЯ-кварцевого резонатора) выигрыш по чувствительности $K \approx 3$.

В рассмотренном устройстве для измерения температуры отсутствуют опорный генератор, смеситель и фильтры одного из кварцованных колебаний, что определяет относительную простоту этого технического решения (в известных высокоточных устройствах опорный генератор, как правило, выполняют термостатированным с использованием прецизионных кварцевых резонаторов, в связи с чем он представляет собой трудоемкий, дорогой и габаритный узел). При этом чувствительность такого устройства выше, чем у термометра с опорным генератором. Кроме того, применение одного кварцевого резонатора для формирования счетной и опорной частот

преобразователя “частота - цифра” повышает эталонность (долговременную стабильность) устройства, так как его старение приводит к однозначным изменениям счетной и опорной частот. Это затруднительно в устройстве для измерения температуры с двумя отдельными термочувствительным и опорным кварцевыми резонаторами.

На рис.5.3 дана схема термометрического устройства [26].

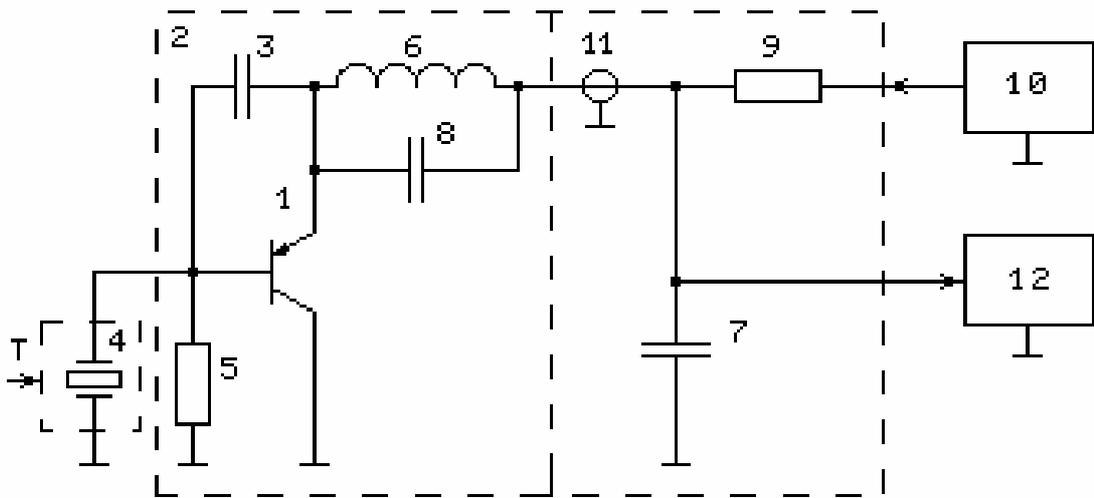


Рис. 5.3

Устройство для измерения температуры содержит: транзистор 1 активной части 2 генератора, включенный по схеме с общим коллектором; первый конденсатор 3 связи, подключенный между базой и эмиттером транзистора 1; термочувствительный немонаочастотный кварцевый резонатор 4 и резистор 5, включенные между базой транзистора 1 и общей шиной устройства; элементы 6, 7 последовательного колебательного контура, катушка 6 индуктивности которого подключена к эмиттеру транзистора 1; второй конденсатор 8 связи, первой обкладкой подключенный к эмиттеру транзистора 1; резистор 9 питания транзистора 1, подключенный первым выводом к источнику 10 питания; ВЧ кабель 11 и блок 12 обработки частот, подключенный к выходу ВЧ кабеля 11. При этом конденсатор 7 последовательного колебательного контура подсоединен к общей шине устройства, ВЧ кабель 11 - между катушкой 6 индуктивности и

конденсатором 7 последовательного колебательного контура, второй вывод резистора 9 питания - к выходу ВЧ кабеля 11 и второй конденсатор 8 связи второй обкладкой подключен ко входу ВЧ кабеля 11.

В устройстве использован немоночастотный термочувствительный кварцевый резонатор 4, например резонатор ПЯ-среза. Между эмиттером и коллектором транзистора 1 (на выходе трехточечной колебательной системы с емкостной связью генератора) включена цепь (рис.5.5, а), где L_6 - индуктивность катушки 6, C_8 - емкость второго конденсатора 8 связи, $C_\Sigma = C_{каб} - C_7$ - емкость параллельно включенных емкостей $C_{каб}$ и C_7 конденсатора 7 последовательного колебательного контура.

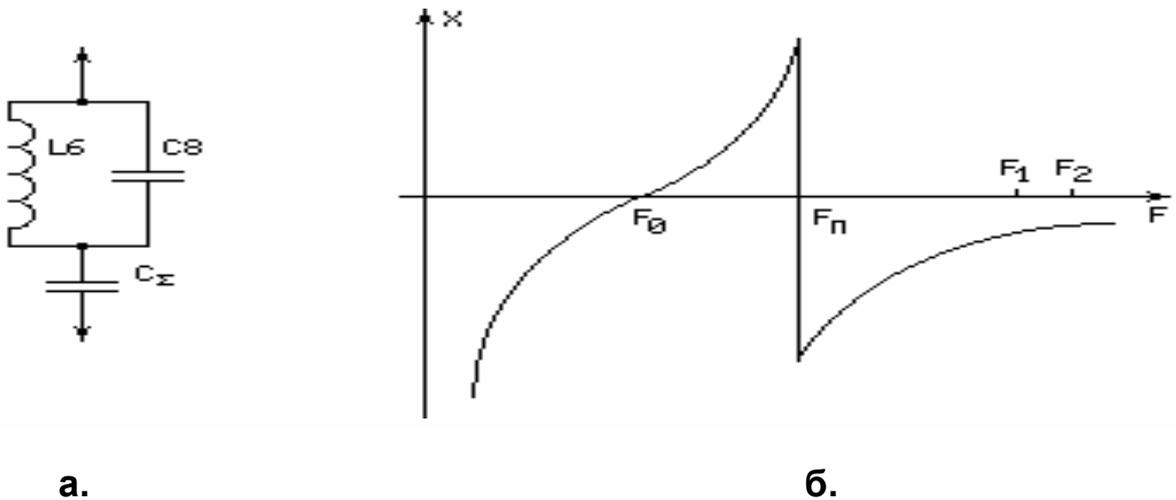


Рис. 5.4

Частоты последовательного f_0 и параллельного f_n резонансов (рис. 5.4,б) этой цепи определяются так:

$$f_0 = f_n \sqrt{C_8 / (C_8 + C_\Sigma)} , \quad (5.8)$$

$$f_n = 1 / 2\pi \sqrt{L_6 C_8} . \quad (5.9)$$

Параметры C_8 , C_Σ , L_6 выбраны так, чтобы $f_0 \approx f_p = f_2 - f_1$; $f_n < f_{1,2}$. Тогда на частотах $f_{1,2}$ кварцованных колебаний цепь (см. рис.5.4, а) носит емкостный характер, образуя эквивалентную емкость связи трехточечной колебательной системы с емкостной связью генератора, а на частотах в

окрестности разностной комбинационной составляющей - имеет малое сопротивление последовательного резонанса, режектирующее разностное колебание. Таким образом, наличие кварцевого резонатора с двумя резонансными частотами f_1 , f_2 и разрыв цепи ПОС по разностному колебанию частоты $f_p = f_1 - f_2$ являются необходимыми и достаточными условиями возбуждения устойчивых двухчастотных колебаний в генераторе с одним активным элементом. В коллекторном токе из-за нелинейности активного элемента содержатся составляющие основных (кварцованных) частот f_1 , f_2 и комбинационные составляющие частот $f_k = mf_1 \pm nf_2$ (где m , n - целые числа), в том числе и разностные колебания частоты $f_p = f_1 - f_2$. Коллекторный ток протекает через конденсатор 7, и на блок 12 обработки частот поступают требуемые составляющие, генерируемые термочувствительным автогенераторным преобразователем. При этом одну из составляющих, например разностную, можно использовать в качестве информационной, а другую — в качестве опорной для преобразователя “частота - цифра”, “частота - напряжение”.

В устройстве (см. рис. 5.3) в состав пробника входят термочувствительный кварцевый резонатор 4, резистор 5, транзистор 1, конденсаторы 3, 8 связи и катушка 6 индуктивности. Данное техническое решение позволяет существенно снизить мощность, рассеиваемую элементами пробника, в силу следующих причин:

- резистор 9 питания, на котором выделяется значительная часть мощности автогенераторного преобразователя, вынесен из пробника;
- рабочая точка транзистора задается током резистора 5, т. е. источником тока, поэтому выходное сопротивление транзистора по постоянному току больше, чем в аналогичных устройствах, что позволяет увеличить сопротивление резистора 9 питания и тем самым уменьшить мощность, потребляемую от источников питания;

– при частотах $f_p = f_2 - f_1 > 1$ МГц, что выполняется при использовании частот f_1 основного колебания и $f_2 = (1,22...1,24)f_1$ ангармонического колебания термочувствительных резонаторов ПЯ-среза, более эффективное обеспечение устойчивости двухчастотного режима достигается включением последовательного колебательного контура между коллектором и эмиттером, а не между эмиттером и базой, поэтому предлагаемый автогенераторный преобразователь устойчиво работает в двухчастотном режиме при меньших питающих напряжениях.

Экспериментальное сравнение схем генераторов предлагаемого устройства и известных устройств показало, что при других равных условиях в нем реализуется снижение в 20...100 раз мощности, рассеиваемой элементами выносного пробника и достигающей 0,1...0,2 мВт.

Уменьшение мощности, рассеиваемой элементами выносного пробника, приводит к снижению теплового влияния активной части генератора пробника на термочувствительный кварцевый резонатор и к повышению точности измерения температуры.

Известный способ уменьшения теплового влияния генератора на чувствительный элемент, заключающийся в разнесении термочувствительного резонатора от генератора посредством ВЧ кабеля [60], имеет существенные недостатки, снижающие точность измерения температуры. В частности, необходимо использовать хорошо согласованный полуволновой отрезок кабеля, при этом влияние его нестабильных параметров на частоту значительное, особенно при работе на частотах не менее 10 МГц (при длине кабеля более 15 м).

В рассмотренном устройстве кабель может быть любой длины, включен не в цепь кварцевого резонатора и нестабильность его параметров практически не влияет на частоты кварцованных колебаний, так как цепь

(см. рис. 5.3, а) на этих частотах имеет емкостный характер, определяемый в основном емкостью конденсатора 8 связи.

Кроме этого, в выносном пробнике предлагаемого устройства содержится только шесть элементов, поэтому он может быть выполнен малогабаритным, и, следовательно, тепловая инерционность пробника оказывается малой.

Пьезокварцевый преобразователь температуры с частотным выходом [28] изображен на рис. 5.5, а на рис. 5.6 - резонансная характеристика реактивной цепи, включенной между коллектором и эмиттером транзистора, и расположение гармоник и ангармоник кварцевого резонатора LC-среза на частотной оси.

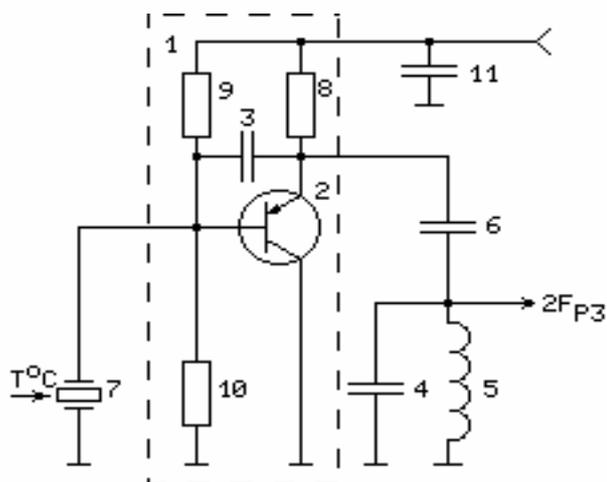


Рис. 5.5

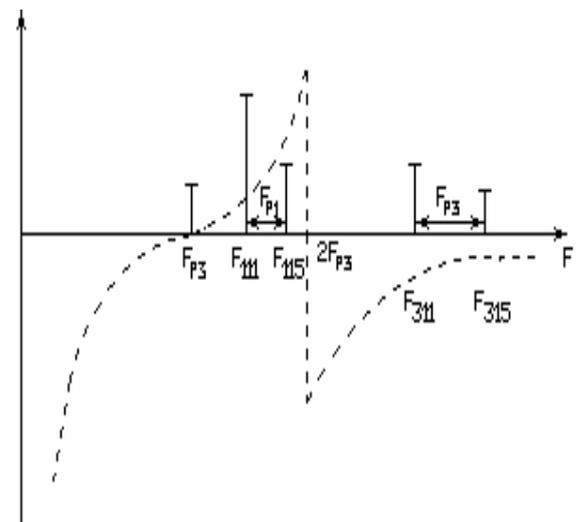


Рис. 5.6

Пьезокварцевый преобразователь температуры с частотным выходом содержит усилитель с общим коллектором 1, выполненный на транзисторе 2, первый фазирующий конденсатор 3, включенный между базой и эмиттером транзистора, второй фазирующий конденсатор 4, подключенный между коллектором транзистора и точкой соединения катушки индуктивности 5 и конденсатора 6, которые подключены соответственно к коллектору и эмиттеру транзистора, многомодовый термочувствительный кварцевый резонатор 7, включенный между базой и коллектором транзистора, а также

нагрузочный резистор 8, резистивный делитель, состоящий из резисторов 9, 10, и блокировочный конденсатор 11.

В преобразователе используется многомодовый термочувствительный гармониковый кварцевый резонатор Y-среза или ПЯ-среза (например, серийно выпускаемый в СНГ ПЯ-кварцевый резонатор с $f_0 = 26,5$ МГц).

В пьезокварцевом преобразователе температуры с частотным выходом возбуждаются в двухчастотном режиме колебания некратных частот f_1, f_2 , близких к собственным резонансным частотам третьей гармоники f_{311} с положительным температурным коэффициентом частоты и ее интенсивной ближайшей ангармоники f_{315} (см. разд. 1) с отрицательным температурным коэффициентом частоты кварцевого резонатора 7 при наличии в нем также интенсивных мод основного колебания f_{111} и ангармоник $f_{113}, f_{131}, f_{115}$.

Устойчивость двухчастотного режима в преобразователе обеспечивается вследствие подавления основного колебания f_{111} и его ангармоник $f_{113}, f_{131}, f_{115}$. Происходит это благодаря включению между коллектором и эмиттером транзистора 2 реактивной цепи, состоящей из последовательно соединенных конденсатора 6 и параллельного контура, содержащего катушку индуктивности 5 и конденсатор 4. Частота последовательного резонанса

$$f_{носл} = 1/2\pi\sqrt{L[C_1(6) + C_2(4)]} \quad (5.10)$$

реактивной цепи выбрана равной разности частот $f_{p3} = f_{315} - f_{311}$, т. е.

$$f_{носл} = f_{p3} = f_{315} - f_{311} = 1/2\pi\sqrt{L[C_1(6) + C_2(4)]}, \quad (5.11)$$

а частота параллельного резонанса

$$f_{нар} = 1/2\pi\sqrt{LC_2(4)} - \quad (5.12)$$

равной удвоенной разности частот $f_{p3} = f_{315} - f_{311}$, т. е.

$$f_{нар} = 2f_{p3} = 2(f_{315} - f_{311}) = 1/2\pi\sqrt{LC_2(4)}. \quad (5.13)$$

Тогда резонансная характеристика такой реактивной цепи на частотной оси с модами термочувствительного кварцевого резонатора на частоту $f_0 = 26,5$ МГц имеет вид, показанный на рис.5.6.

Из рис.5.6 следует, что между частотами f_{p3} и $2f_{p3}$, где расположены основное колебание f_{111} и его ангармоники f_{113} , f_{131} , f_{115} , реактивная цепь носит индуктивный характер. Следовательно, для этих частот в преобразователе на базе емкостного трехточечного генератора фазовые соотношения не выполняются и частоты не возбуждаются.

Для частот третьей гармоники f_{311} и ее интенсивной ангармоники f_{315} , как видно из рис.5.6, указанная реактивная цепь носит емкостный характер, поэтому для них фазовые соотношения и необходимое условие обеспечения двухчастотных колебаний преобразователя выполняются. Достаточное условие существования двухчастотных колебаний в преобразователе на частотах f_{311} и f_{315} обеспечивается подавлением на входе активного нелинейного элемента - транзистора 2 разностной частоты $f_{p3} = f_{315} - f_{311}$ с помощью той же реактивной цепи, состоящей из конденсаторов 4, 6 и катушки индуктивности 5.

Соотношения (5.10) - (5.13) позволяют связать между собой параметры элементов реактивной цепи. Действительно, разделив выражение (5.13) на (5.11), получим

$$\frac{f_{нар}}{f_{посл}} = \frac{2f_{p3}}{f_{p2}} = 2 \sqrt{\frac{C_1(6) + C_2(4)}{C_2(4)}}, \quad (5.14)$$

отсюда

$$C(4) = \frac{C_1(6) + C_2(4)}{C_2(4)} \quad (5.15)$$

или $C_1(6) = 3 C_2(4).$ (5.16)

Определяя из формулы (5.13) $C_2(4)$, получаем

$$C_2(4) = \frac{1}{4\pi^2 (2f_{p3})^2 L(5)} = \frac{1}{16\pi^2 (f_{315} - f_{311})^2 L(5)}.$$

(5.17)

Подставим соотношение (5.16) в (5.15):

$$C_1(6) = \frac{3}{16\pi^2 (f_{315} - f_{311})^2 L(5)} \quad (5.18)$$

Таким образом, при выборе параметров элементов реактивной цепи в соответствии с выражением (5.18) в предлагаемом пьезокварцевом преобразователе с частотным выходом возбуждаются некратные частоты $f_1 = f_{311}$ и $f_2 = f_{315}$, зависящие от измеряемой температуры:

$$f_1 = f_{311} = f_{311}^0 + C_{T1}(T - T_0); \quad (5.19)$$

$$f_2 = f_{315} = f_{315}^0 + C_{T2}(T - T_0), \quad (5.20)$$

где T_0 - температура в реперной точке; C_{T1} - температурный коэффициент чувствительности моды f_{311} ($C_{T1} > 0$); C_{T2} - температурный коэффициент чувствительности моды f_{315} ($C_{T2} < 0$). Вследствие нелинейности характеристики активного элемента - транзистора 2 в выходном сигнале преобразователя помимо основных частот f_{311} и f_{315} имеются комбинационные колебания $2f_{p3} = 2(f_{315} - f_{311})$, $f_{p3} = f_{315} - f_{311}$. В качестве выходного колебания преобразователя используется вторая гармоника разностной частоты f_{p3} , которая зависит от температуры следующим образом:

$$\begin{aligned} f_{вых} &= 2f_{p3} = 2(f_{315} - f_{311}) = 2(f_{315}^0 - f_{311}^0) + 2(C_{T2} - C_{T1})(T - T_0) = \\ &= 2f_{p3}^0 + 2C_{Tp3}(T - T_0) = f_{вых}^0 + C_{Tвых}(T - T_0) \end{aligned} \quad (5.21)$$

и эффективно выделяется параллельным контуром, состоящим из катушки индуктивности 6 и конденсатора 5. С учетом того, что для кварцевых

резонаторов ПЯ-среза $f_{315}/f_{311} = -C_{T2}/C_{T1} \approx (1,15...1,22)$, результирующий коэффициент температурной чувствительности

$$C_{T_{вых}} = 2(C_{T2} - C_{T1}) \approx 2(-1,22C_{T1} - C_{T1}) \approx -4,44 C_{T1} \quad (5.22)$$

Для гармоникового термочувствительного кварцевого резонатора частотой 26,5 МГц по третьей гармонике температурный коэффициент чувствительности $C_{T1} = 1000$ Гц/°С.

Следовательно, в преобразователе (см. рис. 5.6) температурный коэффициент чувствительности составит ~ 4440 Гц/°С. Таким образом, в этом устройстве, во-первых, существенно повышена крутизна характеристики преобразования. Во-вторых, благодаря использованию лишь одного кварцевого резонатора существенно уменьшается дрейф нуля и улучшается долговременная нестабильность частоты, определяемая, старением кварцевого резонатора. В отличие от устройств, где применялись два кварцевых резонатора со своими различными законами изменения частот под действием старения, в рассмотренном устройстве старение приводит к примерно идентичным уходам частот f_{311} , f_{315} и компенсации этих уходов в выходной частоте.

Кроме этого, устройство обладает широкими функциональными возможностями. В нем можно выделить разностную и удвоенную разностную частоты между гармоническим и ангармоническим обертонами термочувствительного кварцевого резонатора. При включении конденсатора 4 между эмиттером и коллектором транзистора можно получить разностное колебание между основной модой и ее ангармоническим обертоном термочувствительного кварцевого резонатора. При отключении катушки индуктивности в этой же схеме возбуждается в одночастотном режиме только гармоническая мода f_{311} , а при ее коротком замыкании - основное колебание f_{111} термочувствительного кварцевого резонатора.

Указанные функциональные возможности могут быть важны при получении требуемых номинальных частот и крутизн характеристик преобразования в уже действующих промышленных образцах кварцевых термометров. С учетом серийно выпускаемых в настоящее время в СНГ уже восьми типов термочувствительных кварцевых резонаторов [60], а также указанных функциональных возможностей предлагаемого преобразователя имеется практически осуществимо обеспечить чрезвычайно широкую номенклатуру как номинальных частот, так и крутизн характеристик преобразования устройств кварцевой термометрии.

В генераторе (рис. 5.7) [33] благодаря наличию двухмодового термочувствительного кварцевого резонатора 1, включающего в себя частотно-задающую цепь двухчастотного термозависимого генератора, возбуждаются колебания некратных частот f_1 и f_2 , близких к собственным резонансным частотам кварцевого резонатора 1 $f_{111}(f_1)$, $f_{115}(f_2)$.

Информационные колебания частот f_1 , f_2 , f_p поступают по ВЧ кабелю 7. В силу того, что перед входом кабеля включен разделительный резистор, можно обеспечить согласованный режим работы кабеля, когда нагрузочный резистор 8 на его выходе выбирается с сопротивлением, равным волновому сопротивлению (50 или 75 Ом), и входное сопротивление R_{ex} кабеля равно волновому сопротивлению независимо от длины ВЧ кабеля. При этом суммарное сопротивление разделительного резистора R_{12} и входного сопротивления R_{ex} ВЧ кабеля включено параллельно цепи “контур 6 и конденсатор 5”, которая на частотах f_1 , f_2 основных (кварцованных) колебаний носит емкостный характер с емкостью $C_{56} = C_{к6}C_5/(C_{к6} + C_5)$, где $C_{к6}$ и C_5 - емкости конденсатора контура 6 и конденсатора 5.

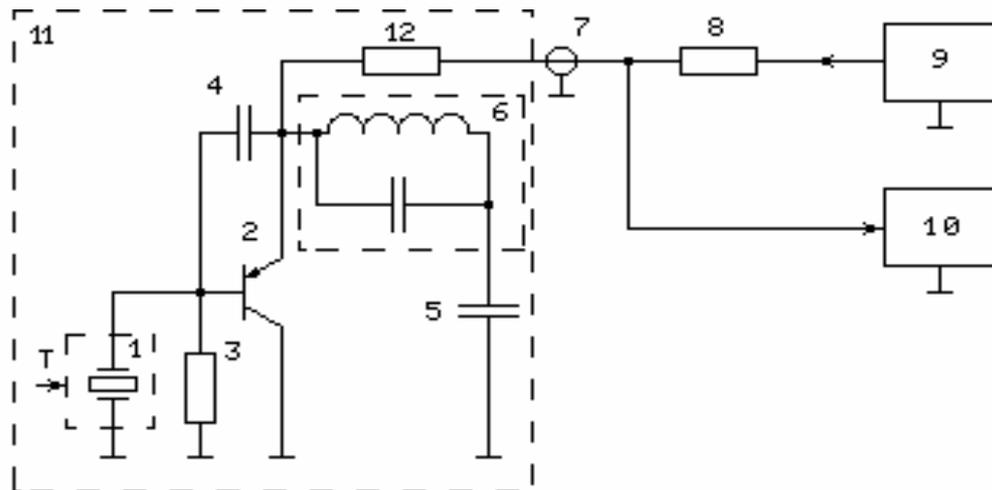


Рис. 5.7

Чтобы двухполюсник, включенный между коллектором и эмиттером транзистора, имел емкостный характер (не нарушалась схема трехточечного генератора с емкостной связью), должно выполняться соотношение

$$X_{C56} = \frac{1}{2\pi f_{1,2} C_{56}} \leq \frac{R_{12} + R_{ex}}{10}. \quad (5.23)$$

Поэтому сопротивление R_{12} разделительного резистора 12 следует выбирать с учетом того, что

$$R_{12} \geq \frac{10}{2\pi f_{1,2} C_{56}} - \rho. \quad (5.24)$$

В рассмотренном устройстве параметры кабеля (импеданс, длина) не влияют на колебательную систему генератора и, следовательно, на условие возбуждения каждого из генерируемых колебаний частот f_1 , f_2 и условие обеспечения устойчивости двухчастотного режима колебаний. Поэтому длина ВЧ кабеля может быть любой, ограниченной только допустимым затуханием сигнала вследствие погонного затухания ВЧ кабеля.

Кроме того, дестабилизирующее влияние ВЧ кабеля на частоты f_1 , f_2 кварцованных колебаний оказывается слабым, поэтому уменьшается составляющая погрешности измерения температуры за счет нестабильности параметров кабеля.

В генераторе (рис.5.8) [30] благодаря наличию двухмодового термочувствительного кварцевого резонатора 1, включающего в себя частотно-задающую цепь двухчастотного термозависимого генератора, возбуждаются колебания некратных частот f_1 и f_2 , близких к собственным резонансным частотам кварцевого резонатора 1 $f_{111}(f_1), f_{115}(f_2)$.

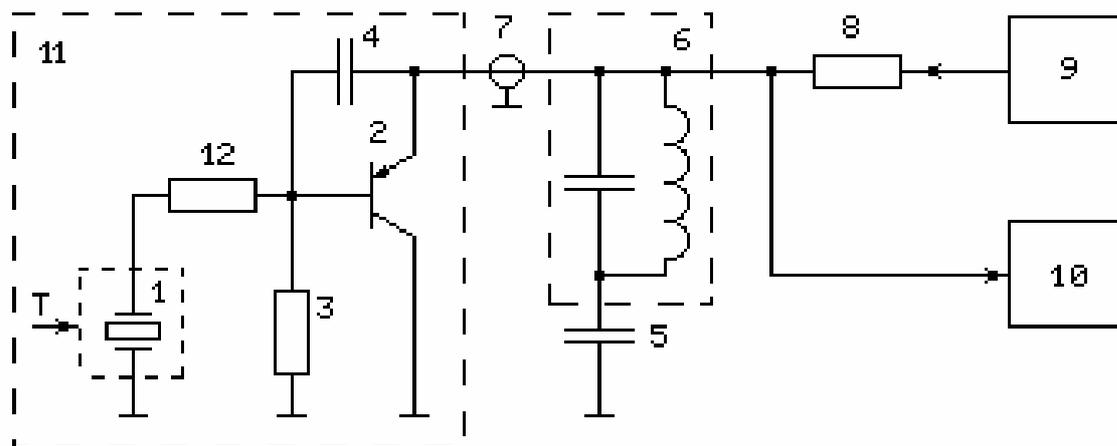


Рис. 5.8

Емкостное сопротивление X_{C0} статической емкости $C_0 = 6$ нФ кварцедержателя кварцевого резонатора на частоте 5 МГц $X_{C0} = 5000$ Ом. Наиболее эффективно используются резонансные свойства кварцевого резонатора, если динамическое резонансное сопротивление резонатора на порядок меньше X_{C0} .

Поэтому для устойчивого возбуждения двухчастотных колебаний в устройстве без дополнительного резистора кварцевого резонатора необходимо, чтобы динамические сопротивления на основном $R_{ко}$ и ангармоническом $R_{ка}$ резонансах кварцевого резонатора не превышали 500 Ом. Кроме этого, отношение этих сопротивлений

$$N_k = R_{ка} / R_{ко} < 10 \quad (5.25)$$

Динамические сопротивления резонатора меняются от температуры. По экспериментальным данным для кварцевых резонаторов ПЯ-среза на частоту

5 МГц соотношение (5.25) выполняется для 50% резонаторов из партии резонаторов в интервале температур 80...100°.

Отношение резонансных сопротивлений эквивалентного резонатора $N_{кэ}$ < 10 обеспечивается в более широком интервале соотношений $N_k < 19$ соответствующих сопротивлений резонатора без дополнительного резистора. Такое $N_k < 19$ реализуется у резонаторов ПЯ-среза на 5 МГц в более широком интервале температур 170...200°. При этом большее сопротивление резонатора $R_{ка}$ увеличивается до $(R_{ка} + R_{ка}/N_k)$, т. е. не более чем в 1,1 раза, а меньшее - до $2R_{ко}$ и добротность на частоте основного резонанса уменьшается не более чем в 2 раза.

Подключение параллельного колебательного контура, служащего для повышения устойчивости двухчастотных колебаний, к эмиттеру транзистора через ВЧ кабель приводит к тому, что этот контур оказывается размещенным вне измерительного выносного пробника температуры и диапазон измеряемых температур не ограничивается неустойчивостью двухчастотных режимов колебаний, вызванной измерением параметров контура при изменении температуры.

Рассмотрим схемы многочастотных автогенераторных преобразователей температуры разностно-разностного типа с частотным выходом, которые используют многомодовые кварцевые резонаторы ПЯ- и АТ-срезом. Пьезоэлектрический датчик температуры с частотным выходом [20] (рис. 5.9) содержит: трехточечную активную часть генератора с емкостной связью 1, выполненную на транзисторе по схеме с общим коллектором; два кварцевых резонатора 2 и 3, подключенных к активной части генератора; выходной RC-фильтр нижних частот 4; эмиттерный повторитель 6, соединенный через первый конденсатор 5 с эмиттером транзистора активной части генератора; второй генератор 7, включенный последовательно с одночастотным кварцевым резонатором 2. При этом выход эмиттерного повторителя

подключен через резистор 8 к базе транзистора активной части генератора, а кварцевый резонатор 3 выполнен двухчастотным с температурными коэффициентами частот разных знаков.

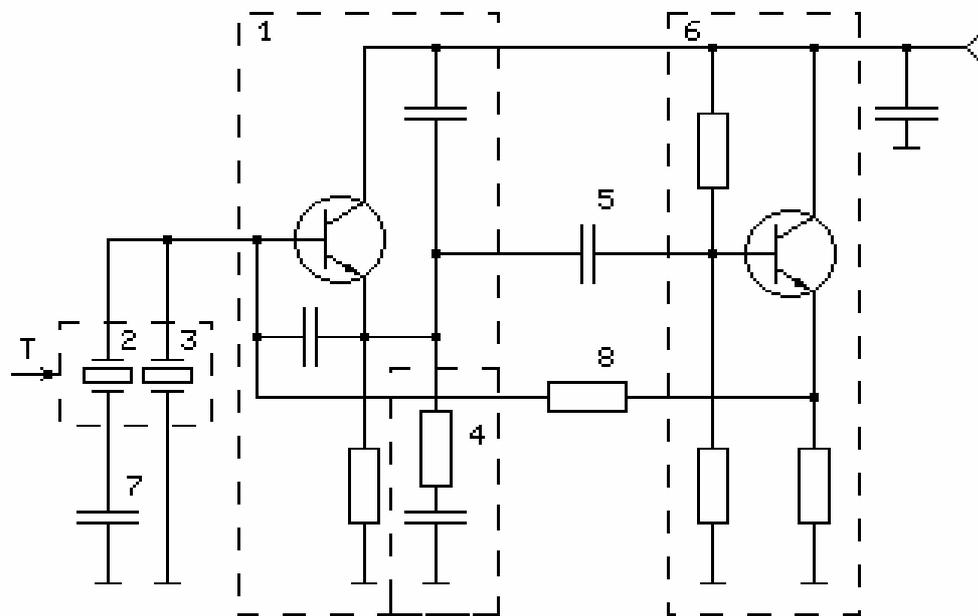


Рис. 5.9

В пьезокварцевом датчике температуры с частотным выходом возбуждаются колебания некратных частот f_1 , f_2 и f_3 , близких к собственным резонансным частотам кварцевых резонаторов ПЯ-среза 2, 3 и зависящих от измеряемой температуры:

$$f_i = f_{i0} + C_{mi}(T_i - T_0), \quad i = 1, 2, 3, \quad (5.26)$$

где T_0 - температура в реперной точке;

C_{mi} ($i=1,3$) - температурный коэффициент частоты;

f_{i0} ($i=1,3$) - частоты кварцевых резонаторов 2, 3 в реперной точке.

Устойчивость трехчастотного режима генерирования кварцеванных колебаний обеспечивается вследствие того, что для наиболее интенсивных разностных комбинационных колебаний (5.26) в генераторе введена дополнительная нерегенерирующая положительная обратная связь, реализованная эмиттерным повторителем 6, подключенным к эмиттеру

транзистора генератора через конденсатор 5 и к базе транзистора генератора через резистор 8. Блок дополнительной обратной связи имеет такую полосу пропускания, что пропускает с эмиттера на базу транзистора генератора все наиболее интенсивные комбинационные составляющие (5.26). При этом фазовый набег по кольцу обратной связи для этих колебаний равен нулю, так как в кольцо последовательно включены два эмиттерных повторителя.

Самовозбуждение колебаний невозможно, поскольку коэффициент усиления кольца $K < 1$. При возбуждении колебаний частот f_1, f_2, f_3 появляются комбинационные колебания частот $f_{p1}, f_{p2}, f_{p3}, f_{pp}$, энергия которых вносится в кольцо дополнительной обратной связи и делает его регенерирующим. Возбужденные колебания синхронизируются по частоте частотами $f_{p1}, f_{p2}, f_{p3}, f_{pp}$ комбинационных колебаний и стимулируют устойчивую генерацию трех кварцованных колебаний.

В качестве выходного колебания датчика используются колебания с частотой

$$f_{pp} = f_{p2} - f_{p1} = f_3 + f_1 - 2f_2. \quad (5.27)$$

Для обеспечения требования $f_{pp} \ll f_{p1,2,3}$ выходное колебание частоты f_{pp} эффективно фильтруется простыми средствами - RC- фильтром 4 нижних частот.

Уходы частот df_1, df_2, df_3 , обусловленные дестабилизирующими и информационным (температура) факторами, вызывают уход частоты

$$df_{pp} = df_3 + df_1 - 2df_2. \quad (5.28)$$

Увеличение информационных уходов частоты f_{pp} и уменьшение уходов, вызванных ДФ, приводит к повышению чувствительности рассмотренного датчика температуры, причем реально этот выигрыш достигает (40...100)

относительно датчиков с одним ПЯ-кварцевым элементом как прямого, так и дифференциального типов. Это объясняется тем, что в данном устройстве коэффициент термочувствительности увеличивается, как минимум, в 4 раза, а кратковременная нестабильность, как показывают эксперименты, уменьшается в 10 - 25 раз.

Точность пьезокварцевых датчиков температуры определяется отмеченными выше предельными возможностями датчика с точки зрения порога чувствительности и дрейфом нуля, который характеризуется долговременной нестабильностью частоты датчика и линейностью характеристики преобразования, т. е. зависимостью частоты выходного колебания от температуры [3]. Что касается долговременной нестабильности частоты датчика, характеризующейся в основном старением кварцевых резонаторов, то ее уменьшения и снижения дрейфа нуля можно добиться построением дифференциальных схем.

В устройстве, выходным колебанием которого является разностно-разностная частота $f_{pp} = f_{p2} - f_{p1} = (f_3 - f_2) - (f_2 - f_1) = f_1 + f_3 - 2f_2$, дважды используется дифференциальный принцип, что позволяет получить большой эффект с точки зрения уменьшения дрейфа нуля. Аналогично в устройстве уменьшается и погрешность от нелинейности характеристики преобразования.

Для дифференциальных схем с двумя перестраиваемыми от информационного параметра резонаторами существенно улучшается линейность характеристики преобразования. Поскольку это устройство дважды дифференциальное, то в нем можно обеспечить более высокую линейность.

Пьезокварцевый преобразователь температуры с частотным выходом [21] показан на рис. 5.10, а на рис. 5.11 - внешний вид термочувствительного кварцевого резонатора пакетного типа, разрез А-А и эквивалентная схема пакетного кварцевого резонатора LC-среза.

На рис. 5.12, а изображена резонансная характеристика нагрузочного LC-контура, расположение разностных частот $f_{p1}, f_{p2}, f_{p3}, f_{pp}$ на частотной оси, на рис. 5.12, б показана цепь частотно-зависимой обратной связи, включенная между эмиттером и базой активного элемента, и ее амплитудно-частотная характеристика.

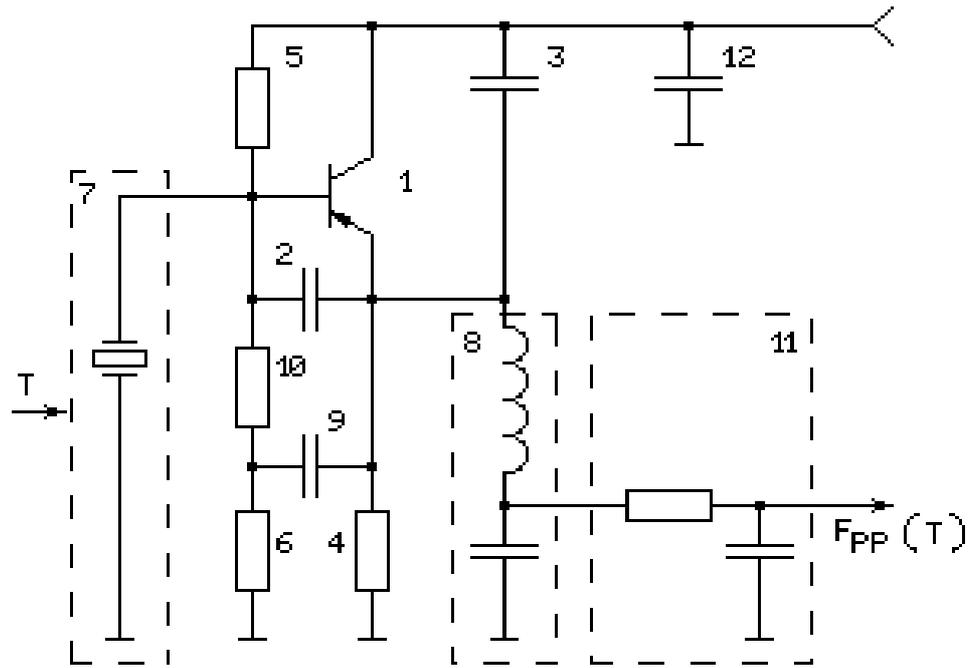


Рис. 5.10

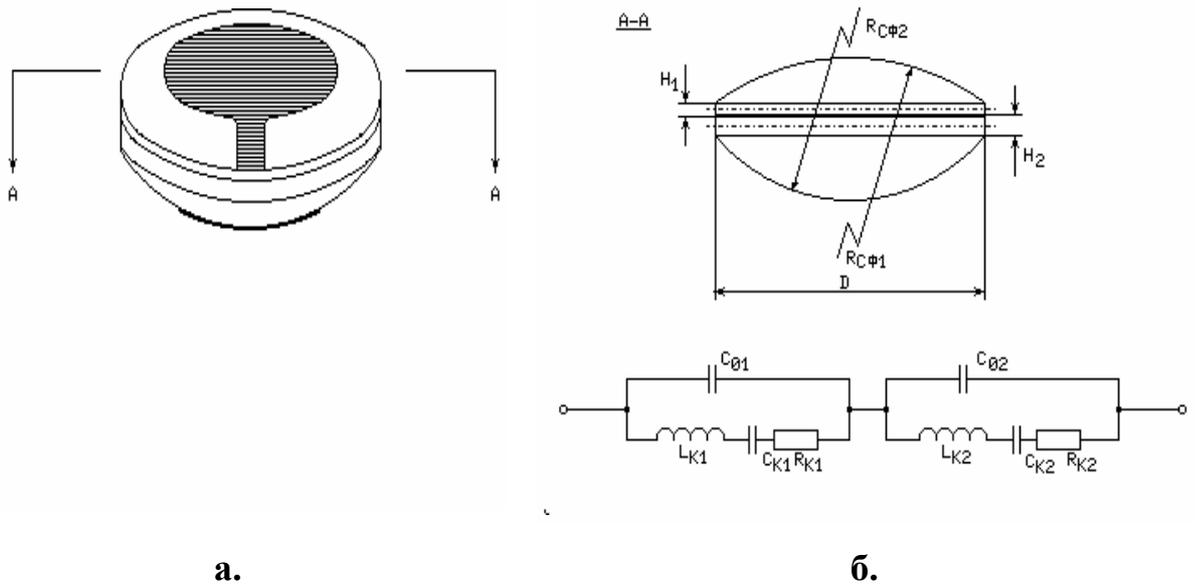


Рис.5.11

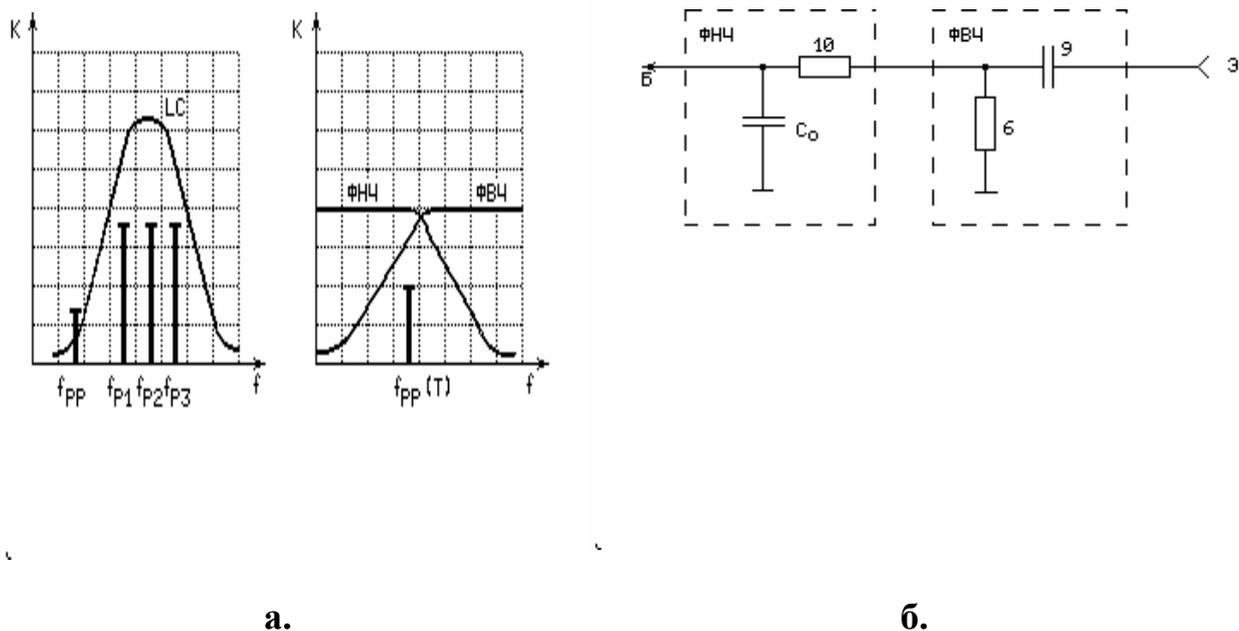


Рис. 5.12

Пьезокварцевый преобразователь температуры с частотным выходом содержит: генератор, выполненный по схеме емкостной трехточки на транзисторе 1 с общим коллектором; фазирующие конденсаторы 2, 3, включенные между базой и эмиттером, а также между коллектором и эмиттером; нагрузочный резистор 4; резистивный делитель, состоящий из резисторов 5, 6; трехчастотный термочувствительный кварцевый резонатор 7 пакетного типа с температурными коэффициентами частот разных знаков; нагрузочный LC-контур 8; конденсатор 9; резистор 10; RC-фильтр нижних частот 11 и блокировочный конденсатор 12 для шунтирования по высокой частоте источника питания.

В преобразователе используется термочувствительный кварцевый резонатор ПЯ-среза пакетного типа. Он имеет две круглые плоско-выпуклые кварцевые пластины ПЯ-среза (см. рис. 5.11, а) одинакового диаметра, контактирующие плоскими частями и механически соединенные между собой по контуру, например коллоидным серебром. Изменением радиусов кривизны $R_{сф1}$ и $R_{сф2}$, толщин h_1 и h_2 (см. рис. 5.11, б), а также масс

электродов m_1 и m_2 , нанесенных только на внешние (выпуклые) стороны пластин, можно регулировать в процессе изготовления резонатора основные частоты f_1, f_3 кварцевых пластин, ангармонические моды, разность частот между основным и ангармоническим обертонами, например, разность между основной частотой f_1 и интенсивным ближайшим ангармоническим колебанием f_2 первой кварцевой пластины, имеющим по отношению к ТКЧ частоты f_1 ТКЧ противоположного знака. Кварцевый резонатор пакетного типа представляет собой последовательное включение двух кварцевых резонаторов с зазором [43]. Другими словами, каждый из двух кварцевых резонаторов, входящих в резонатор пакетного типа, включен в схему генератора через зазор, т. е. статическую емкость C_0 второго резонатора.

Каждый из двух кварцевых резонаторов ПЯ-среза, входящих в состав пакетного резонатора, является мультимодовым (многомодовым) с интенсивными ангармоническими модами.

В пьезокварцевом преобразователе температуры с частотным выходом (см. рис. 5.10) возбуждаются колебания некратных частот f_1, f_2 и f_3 , близкие к собственным резонансным частотам кварцевого резонатора ПЯ-среза пакетного типа и зависящие от измеряемой температуры в соответствии с формулой (5.26).

Частота f_1 , определяемая первой кварцевой пластиной, стабилизируется частотой первого основного колебания f_{111} с положительным коэффициентом термочувствительности C_{m1} , частота f_2 - частотой ангармонического обертона f_{115} с отрицательным коэффициентом C_{m2} , частота f_3 - частотой второго основного колебания f_{111} с положительным коэффициентом термочувствительности C_{m3} .

Из-за нелинейности характеристики транзистора при работе генератора в трехчастотном режиме (возбуждение трех кварцеванных частот f_1, f_2 и f_3 ,

причем $f_1 < f_2 < f_3$) в спектре коллекторного тока транзистора имеются комбинационные составляющие $f_{mnk} = mf_1 + nf_2 + kf_3$. Наиболее интенсивные из них - низкочастотные составляющие малого порядка $p = m + n + k < 4$, т.е. разностные составляющие:

$$\begin{aligned} f_{p1} &= f_2 - f_1; & f_{p2} &= f_3 - f_2; & f_{p3} &= f_3 - f_1; \\ f_{pp} &= f_{p2} - f_{p1} = f_3 + f_1 - 2f_2. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Устойчивость трехчастотного режима генерирования кварцованных колебаний частот f_1 , f_2 и f_3 обеспечивается подавлением на входе нелинейного активного элемента – транзистора разностных частот f_{p1} , f_{p2} , f_{p3} и f_{pp} . Для ослабления наибольших по величине разностных частот f_{p1} , f_{p2} и f_{p3} используется нагрузочный LC-контур 8. Его резонансная частота и полоса пропускания выбираются так, чтобы на нем эффективно выделялись все три колебания f_{p1} , f_{p2} и f_{p3} (см. рис. 5.12, а).

Для подавления на входе транзистора 1 самой низкочастотной комбинационной составляющей f_{pp} , которая в гораздо меньшей степени ослабляется фильтром 8, применяется полосовой фильтр, включенный между эмиттером и базой транзистора и состоящий из последовательно соединенных фильтра верхних частот (ФВЧ), образованного введенным в устройство конденсатором 9 и нижним плечом (резистором 6) резистивного делителя, и фильтра нижних частот (ФНЧ), образованного введенным в устройство резистором 10 и емкостью $C_0 = C_{01} C_{02} / (C_{01} + C_{02})$ последовательно соединенных статических емкостей C_{01} и C_{02} пакетного кварцевого резонатора 7 (см. рис. 5.12, б).

Частоты срезов ФНЧ и ФВЧ выбраны так, чтобы во всем диапазоне температур частота f_{pp} эффективно выделялась полосовым фильтром и не попадала на вход активного элемента, т.е. без ослабления и фазового набега проходила на базу транзистора. Таким образом достигается устойчивая

генерация частот f_1 , f_2 и f_3 в пьезоэлектрическом преобразователе. На конденсаторе LC-контура 8 достаточно эффективно выделяются колебания частот f_{p1} , f_{p2} , f_{p3} , f_{pp} при условиях

$$\min \{f_1, f_2, f_{pp1}\} > \max \{f_{pp}, f_{p1}, f_{p2}, f_{pp1}\}. \quad (5.30)$$

В качестве выходного колебания преобразователя используется f_{pp} , которая эффективно выделяется включенным на выходе преобразователя простым RC-фильтром 11 нижних частот при условии

$$\min \{f_{p1}, f_{p2}, f_{pp1}\} > f_{pp}. \quad (5.31)$$

Благодаря кварцевому пакетному резонатору уменьшается дрейф нуля, характеризующийся долговременной нестабильностью частоты датчика, которая определяется старением кварцевого резонатора. В преобразователе с пакетным резонатором старение приводит к идентичным уходам частоты, к компенсации этих уходов в выходной частоте, в отличие от преобразователя, где применялись два различных кварцевых резонатора с различными законами изменения частоты со старением. Использование в пьезоэлектрическом преобразователе лишь одного кварцевого резонатора и снижение числа активных элементов до одного приводит не только к улучшению точностных показателей, но и к существенному упрощению устройства, уменьшению его габаритов, массы, энергопотребления.

Из рассмотренных схем МАПТ (см. рис. 5.1 - 5.10) наилучшим образом удовлетворяют указанным эксплуатационным и конструктивным требованиям устройства, показанные на рис. 5.7, 5.8. В устройствах (см. рис. 5.1 - 5.3) затруднительно обеспечить малогабаритность (малую инерционность) и удаленность выносного пробника температуры. В МАПТ (см. рис. 5.9, 5.10) нелегко серийно освоить используемые в них термочувствительные элементы.

На рис. 5.13 даны две практические схемы двухчастотных автогенераторных преобразователей (ДАП) на транзисторах разной

проводимости. Длина кабеля ограничена сверху только погонными затуханиями сигнала и может достигать сотен метров.

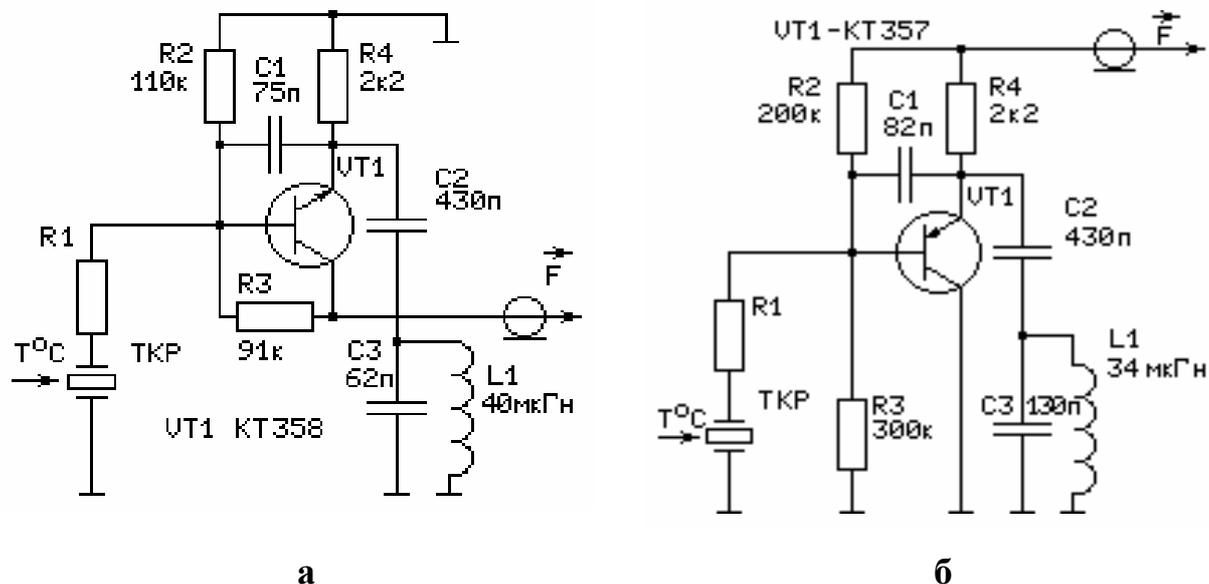


Рис. 5.13

Двухчастотный автогенераторный преобразователь ДАП.ТЧ-04 выполнен по схеме, изображенной на рис. 5.14. В нем на транзисторе VT1 формирует разностное колебание частоты 1140 кГц (при использовании ПЯ-кварцевого резонатора с частотами 5 и 6,14 МГц), которая затем делится в 5 или 10 раз делителем частоты на микросхеме DD1. Колебание частоты $f(t) = 228$ кГц (или 114 кГц) с выхода микросхемы и питание по постоянному току поступает по ВЧ кабелю.

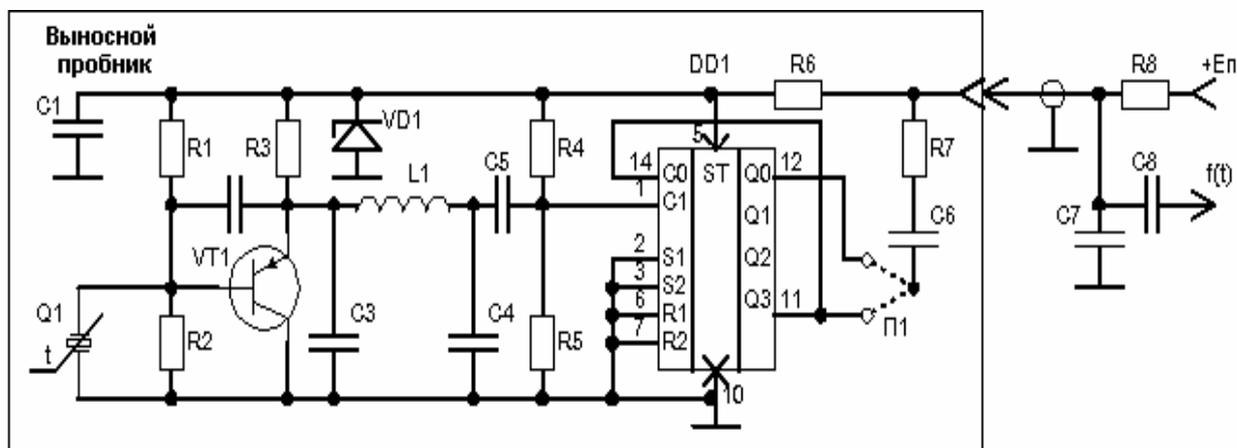


Рис. 5.14

На рис. 5.15 показана схема преобразователя ДАП.ТЧ-07. В нем многочастотный термозависимый сигнал разделяется на частотные составляющие F_1 и F_p и цифровым блоком УС формируется параллельный код измеряемой температуры.

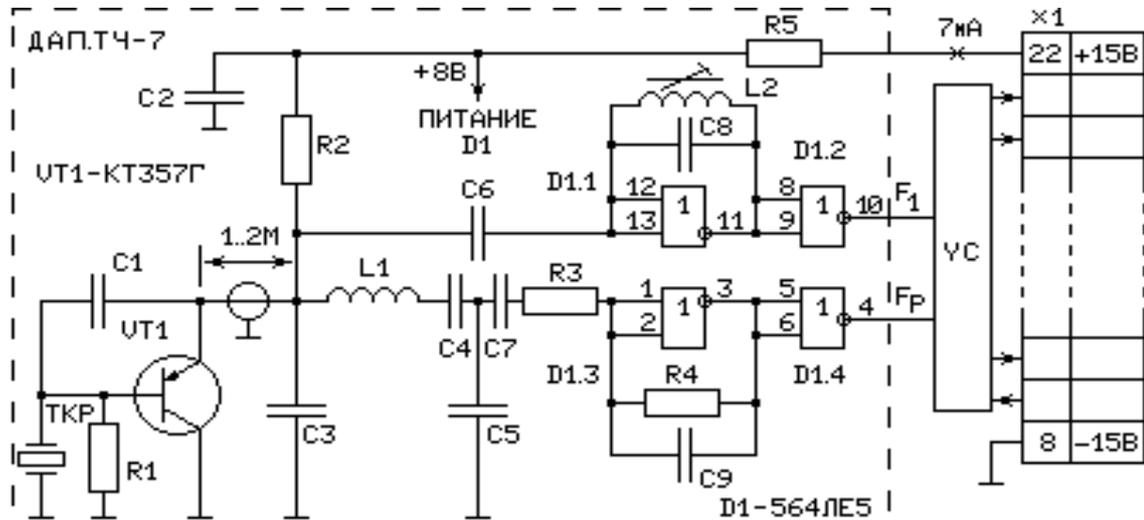


Рис.5.15

Во всех предыдущих схемах кварцевый резонатор (или резонаторы) использовался в качестве термочувствительных элементов. Известны также МАПТ, в которых чувствительным элементом является управитель [16].

В МАПТ (рис.5.16) кварцевый нетермочувствительный резонатор 5 АТ-среза возбуждается на первой и третьей механических гармониках.

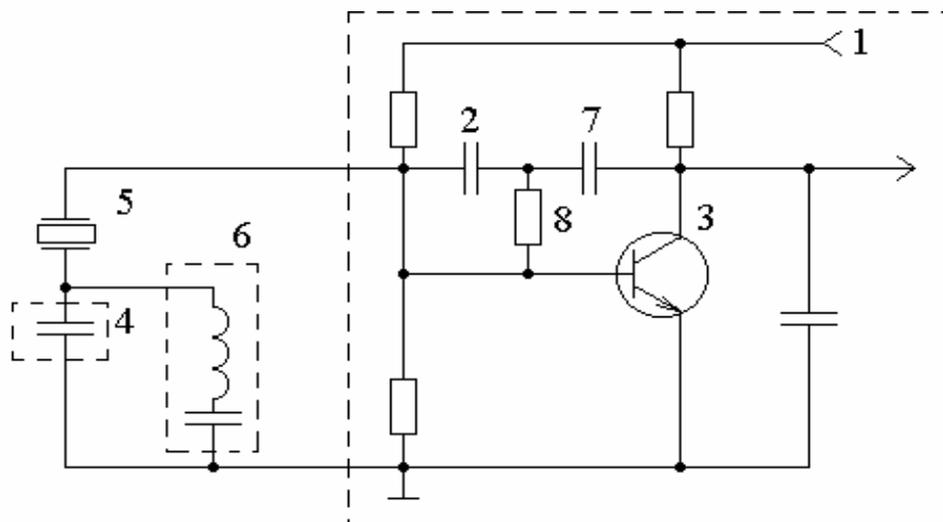


Рис.5.16

Устойчивость таких многочастотных колебаний обеспечивается резистивно-емкостной цепочкой из элементов 2, 7, 8. Так как отношения частот механических гармоник кварцевых резонаторов - не целые числа, то применяемое в устройстве выходное комбинационное колебание имеет частоту $f_{вых} = 3f_1 - f_3 = 5 \dots 100$ кГц. Из-за наличия колебательного контура 6 и меньшего резонансного промежутка кварцевого резонатора на механических гармониках частота f_1 первой механической гармоники перестраивается управителем примерно на один порядок сильнее, чем частота третьей механической гармоники. В этом случае частоту f_3 можно считать опорной, а преобразователь - интерполяционным. При этом девиация выходной частоты оказывается утроенной девиацией частоты f_1 , в силу чего при использовании в устройстве термочувствительного емкостного управителя 4 удается обеспечить высокую крутизну характеристики преобразования температуры в частоту.

Рассмотренные схемы МАПТ могут быть систематизированы на следующие подклассы устройств:

- *разностные с частотным выходом* (см. рис. 5.3, 5.7, 5.8, 5.13), использующие *основной и ангармонический резонансы* кварцевого термочувствительного резонатора, в которых пробник температуры вынесен на некоторое расстояние от приборной части и ослаблено влияние активной части схем на процесс преобразования температуры в частоту;
- *разностные с частотным выходом* (см. рис. 5.5, 5.16), применяющие *гармонические и близкие к ним ангармонические резонансы* кварцевого термочувствительного резонатора, в которых достигается повышение крутизны характеристики преобразования температуры в частоту;
- *разностно-разностные с частотным выходом* (см. рис. 5.9, 5.10), использующие *три резонанса нескольких кварцевых резонаторов*, в

которых повышена крутизна характеристики преобразования температуры в частоту и уменьшена нижняя граница частоты выходного колебания;

- преобразователи с *цифровым выходом* (см. рис. 5.1, 5.15), обеспечивающие высокие точностные характеристики преобразования температуры в код, который может быть использован для дальнейшей цифровой обработки или индикации.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ И РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. № 357882 (СССР). Кварцевый генератор / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, Ф.Ф. Колпаков и др. // Бюл. изобрет. 1972. № 36. С. 171.
2. А.с. № 357884 (СССР). Многочастотный кварцевый генератор / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, Ф.Ф. Колпаков и др. // Бюл. изобрет. 1972. № 36. С. 172.
3. А.с. № 557465 (СССР) Многочастотный кварцевый генератор / А.А. Зеленский, Ф.Ф. Колпаков, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1977. № 17. С. 178.
4. А.с. № 623246 (СССР). Частотно-модулированный кварцевый генератор /А.А.Зеленский, Ф.Ф. Колпаков, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1978. №33. С. 150.
5. А.с. № 685107 (СССР). Двухчастотный параметрический генератор с автосинхронизацией частоты / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1979. №34. С. 151.
6. А.с. № 736015 (СССР). Устройство для измерения кратковременной нестабильности частоты / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1980. № 19. С. 132.
7. А.с. № 738100 (СССР). Частотно-модулированный кварцевый генератор /В.Я. Баржин, А.А.Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1980. №20. С. 300.
8. А.с. № 849413 (СССР). Многочастотный генератор / Иванченко Ю.С., Самойленко В.Ф. // Бюл. изобрет. 1982. № 12. С. 84.
9. А.с. № 934886 (СССР). Кварцевый резонатор / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1982. № 14. С. 86.

10. А.с. № 964963 (СССР). Частотно-модулированный кварцевый генератор / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1982. №37. С. 186-187.
11. А.с. № 1015774 (СССР). Кварцевый генератор наручных электронных часов / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1982. №39. С. 189.
12. А.с. № 1086550 (СССР). Частотно-модулированный кварцевый генератор / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1984. № 14. С. 195.
13. А.с. № 1096758 (СССР). Многоэлектродный пьезоэлектрический резонатор / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1984. №21. С. 186-187.
14. А.с. № 1107253 (СССР). Частотно-модулированный кварцевый генератор / Баржин В.Я., Солодовник В.Ф., Удачин В.Г., Шевелев В.А.. // Бюл. изобрет. 1984. № 29. С. 178.
15. А.с. № 1279045 (СССР). Многочастотный кварцевый генератор / А.И. Вервейко, Н.В. Гудков, Н.И. и др. // Бюл. изобрет. 1986. № 47. С. 84.
16. А.с. № 1305527 (СССР). Нормирующий преобразователь с частотным выходом / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1987. № 15. С. 150.
17. А.с. № 1455721 (СССР). Преобразователь частоты устройства для измерения кратковременной нестабильности частоты / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1989. № 27. С. 84.
18. А.с. № 1469536 (СССР). Многочастотный кварцевый генератор / Ф.Ф. Колпаков, Н.Н. Иванов, О.А. Мещеряков и др. // Бюл. изобрет. 1989. № 12. С. 2.

- 19.А.с. № 1543269 (СССР). Способ контроля вакуума внутри баллона кварцевого резонатора / Солодовник В.Ф., Зеленский А.А., Шевелев В.А. // Бюл. изобрет. 1990. №6. С. 17.
- 20.А.с. № 1580183 (СССР). Пьезокварцевый преобразователь температуры в частоту / В.Я. Баржин, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1990. №37. С. 100.
- 21.А.с. № 1633945 (СССР). Пьезокварцевый преобразователь температуры с частотным выходом / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1990. №38. С. 102.
- 22.А.с. № 1654680 (СССР). Устройство для измерения температуры / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др. // Бюл. изобрет. 1991. №21. С. 100.
- 23.А.с. № 1693710 (СССР). Частотно-модулированный кварцевый генератор /А.П. Карюк, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1991, № 43. С. 150.
- 24.А.с. № 1696905 (СССР). Преобразователь температуры в частоту / В.Я. Баржин, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1991. №45. С. 100.
- 25.А.с. № 1713079 (СССР). Частотно-модулированный кварцевый генератор / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1992. № 6. С. 150.
- 26.А.с. № 1715034 (СССР). Устройство для измерения температуры / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1992. № 7. С. 152.
- 27.А.с. № 1732766 (СССР). Устройство для измерения температуры / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1992. № 8. С. 154.

- 28.А.с. № 1747947 (СССР). Пьезокварцевый преобразователь температуры / В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев, М.И. Чебан и др. // Бюл. изобрет. 1992. № 26. С. 150.
- 29.А.с. № 1793277 (СССР). Пьезокварцевый преобразователь температуры / В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев, М.И. Чебан и др. // Бюл. изобрет. 1993. № 5. С. 150.
- 30.А.с. № 1795308 (СССР). Устройство для измерения температуры / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1993. № 6. С. 150.
- 31.А.с. № 1795309 (СССР). Пьезокварцевый преобразователь температуры с частотным выходом / В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев, М.И. Чебан и др. // Бюл. изобрет. 1993. № 6. С. 150.
- 32.А.с. № 1795719 (СССР). Устройство для измерения температуры / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1993. № 8. С. 152.
- 33.А.с. № 1795720 (СССР). Устройство для измерения температуры / А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник, В.А. Шевелев и др. // Бюл. изобрет. 1993. № 9. С. 155.- 1992.
- 34.Альтшуллер Г.Б. Кварцевая стабилизация частоты. М., 1974.
- 35.Альтшуллер Г.Б. Управление частотой кварцевых генераторов. - М.: Связь, 1975.- 304 с.
- 36.Альтшуллер Г.Б., Елфимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы: Справ. пособие. М., 1984.
- 37.Андронов А.А., Витт А.А. К математической теории автоколебательных систем с двумя степенями свободы // ЖТФ. 1934. Т. IV. №1. С. 122-143.
- 38.Анисимов В.В. О возбуждении бигармонических колебаний в генераторе с двумя степенями свободы // Вестн. Моск. гос. ун-та. Сер. Математика, механика, физика, химия. 1956. №1. С. 137-146.

- 39.Ахманов С.А., Кравцов Ю.А. Двухконтурный генератор с нелинейной емкостью // Изв. вузов. Радиофизика. 1962. Т. 5. №1. С. 144-154.
- 40.Безлюдько В.Я. Широкодиапазонный генератор для измерительных преобразователей неэлектрических величин // Радиоэлектроника летательных аппаратов. 1986. Вып. 6. С. 50-53.
- 41.Безлюдько В.Я., Зеленский А.А., Солодовник В.Ф. Разностный кварцевый генератор с широким относительным диапазоном перестройки частоты // Приборы и техника эксперимента. 1978. №4. С. 147-149.
- 42.Блох М. Интерполяционный широкодиапазонный управляемый напряжением генератор для программы Викинг // В кн.: Материалы XXVIII ежегодного симпозиума по стабилизации частоты. М. 1974. С. 211-213.
- 43.Бродский А.Д.. Новые методы измерения низких температур. М., 1962.
- 44.Богаткина В.Н.. Влияние колебаний изгиба на характеристики кварцевых резонаторов среза АТ // Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1973. Вып.4. С. 7-13.
- 45.Грабар Л.И., Гунька М.В. Линеаризация характеристик управления генератора на варикапах // В кн.: Отбор и передача информации. Киев, 1976. Вып. 47. С. 65-66.
- 46.Driscoll M., Healley D. Voltage-Controlled Crystall Oscillators // IEEE Transactions on electron devices. 1971. №8. P. 528-535.
- 47.Двухчастотные кварцевые генераторы и их использование в радиоэлектронной аппаратуре / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, В.Ф. Солодовник и др.: Аналитический обзор по материалам отечественной и зарубежной печати за 1960 - 1981 гг. М., 1982. 95 с.
- 48.Зеленский А.А., Солодовник В.Ф. О стабильности частот генерируемых колебаний в двухконтурных параметрических

- кварцевых генераторах // Радиоэлектроника летательных аппаратов. Харьков. 1977. Вып. 9. С. 11 - 17.
49. Зеленский А.А., Солодовник В.Ф. Преобразователи частоты на основе двухконтурных параметрических генераторов с кварцевой стабилизацией // Радиоэлектроника летательных аппаратов. Харьков. 1976. Вып. 8. С. 25-29.
50. Золотков Ю.К. Исследование и разработка методов повышения точности частотных аналого-цифровых преобразователей: Дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Л., 1974.
51. Ильинский Ю.А. О двухконтурном параметрическом генераторе // Вестн. МГУ. Сер. 3. Физика, астрономия. 1967. №2. С. 60-67.
52. Кабаков М.Ф., Багаев В.П. Кварцевый термометр // Радиоприборостроение, 1977. Вып.3. №6. С. 56-59.
53. Кабаков М.Ф., Багаев В.П. Пьезокварцевый термометр // Приборы и техника эксперимента. 1981. № 3. С. 257.
54. Каплан А.Е., Кравцов Ю.А., Рылов В.А. Параметрические генераторы и делители частоты. М., 1966.
55. Кварцевый резонатор — термодатчик / В.Я. Баржин, А.А. Зеленский, Колпаков Ф.Ф. и др. // Электронная техника. Сер. 10. Радиокомпоненты. 1972. Вып.1. С. 54-56.
56. Кобзарев Ю.Б. Асинхронное воздействие на самовозбуждающуюся колебательную систему // ЖТФ. 1933. Т.III. №2, 3. С. 318-324.
57. Кугушев А.М., Голубева Н.С. Основы радиоэлектроники. М., 1969.
58. Manley J.M., Rowe W.E. Proc. IRE. 1956. V. 44. № 7. P. 904.
59. Магазанник А.А. Об асинхронных двухчастотных режимах в автогенераторах с двумя степенями свободы // Радиотехника и электроника. 1957. Т.II. №10. С.1313-1316.
60. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. М., 1978.

61. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. Л., 1970.
62. Пат. №1303540 ФРГ. Перестраиваемый кварцевый генератор биений / Штейн Н. // Изобретения за рубежом. 1972. №1. С. 15,16.
63. Перестраиваемые кварцевые генераторы с повышенной линейностью для систем анализа и синтеза частоты / Меньков Ю.В., Павличенко В.В., Фролов Е.И., Шкляр А.И. // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника. 1975. Вып.1. С. 52-58.
64. Плонский А.Ф., Мухин В.Л. Параметрическая пьезоэлектрическая колебательная система // Пьезоэлектричество. Омск. 1975. Вып. 4. С. 44-51.
65. Расчет спектра собственных частот кварцевых линз АТ / Пашков С.С., Постников Н.Н., Самойлов В.С. // Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. 1983. Вып. 3. С. 48-52.
66. Рубинштейн М.А., Волков В.Г. Перестраиваемый кварцевый генератор // Радио. 1972. №10. С. 18-19.
67. Рытов С.М. Устойчивость асинхронных колебаний // Ученые записки Горьк. гос. ун-та. 1935. Вып. 1. С. 15-23.
68. Самойленко В.Н. Методика расчета управляемого кварцевого генератора с линейной характеристикой управления // Тр. Моск. энергетического ин-та. 1973. Вып. 161. С.144-148.
69. Самойленко В.Ф. Исследование высокостабильных двухмодовых кварцевых автогенераторов: Автореф. дис. на соиск. учен. звания канд. техн. наук. М., 1985.
70. Самойленко В.Ф. Принципы построения схем многочастотных кварцевых автогенераторов с многопетлевой ОС // Пьезоакустоэлектронные устройства. Омск, 1981. С. 81-84.
71. Светлов П.В., Нилов В.И. Методы кварцевой стабилизации в диапазоне частот. Киев, 1961.

72. Семиглазов А.М. Кварцевые генераторы. М., 1982.
73. Скибарко А.П., Стрелков С.П. Качественное исследование процессов в генераторе по сложной схеме. К теории затягивания по Ван-Дер-Полю // ЖТФ. 1934. Т. IV. №1. С.158-171.
74. Смирнов В.И. Частотно-модулированный возбудитель нового типа // ЖТФ. 1943. №9-10. С. 18-27.
75. Солодовник В.Ф. Схемотехника многочастотных кварцевых генераторов // Тез. докл. II межотрасл. семинара "Кварцевая стабилизация частоты". Харьков, 1991. С. 15.
76. Солодовник В.Ф. Устройства диапазонной стабилизации частот на основе транзисторных кварцевых многочастотных автоколебательных систем // Стабилизация частоты. Материалы межотраслевых науч.-техн. конф., совещаний, семинаров и выставок. М., 1978. С. 94-101.
77. Солодовник В.Ф. Функциональные возможности разностных кварцевых генераторов // Стабилизация частоты. Материалы межотраслевых науч.-техн. конф., совещаний, семинаров и выставок. М., 1980. С. 49-52.
78. Спектральные характеристики фильтровых кварцевых резонаторов со сферическими пьезоэлементами среза АТ / Пашков С.С., Морозов Э.И. // Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1966. Вып.3. С. 85-94.
79. Справочник по кварцевым резонаторам / В.Г. Андросова, В.Н. Банков, А.Н. Дикиджи и др. / Под ред. П.Г. Позднякова. М., 1978.
80. Стабильный диапазонный генератор с нелинейной реактивностью / Ахманов С.А., Дьяков Ю.Е., Романюк А.К., Струков М.М. // Приборы и техника эксперимента. 1961. №5. С. 92-97.
81. Температурно-частотные характеристики ангармонических колебаний в кварцевых резонаторах с пьезоэлементами среза АТ плосковыпуклой

- формы / Морозов Э.И. // Электронная техника. Сер. Радиокомпоненты. 1970. Вып. 2. С. 23-25.
82. Тихонов В.И. Частотно-модулированный генератор // ЖТФ. 1948. №7. С. 18-24.
83. Уткин Г.М. Автоколебательные системы и волновые усилители. М., 1978.
84. Уткин Г.М. Одновременные колебания двух частот в автогенераторе с автосмещением // Радиотехника. 1957. Т. 12. №4. С. 64-66.
85. Уткин Г.М. Стабилизация частоты в диапазоне с помощью генератора комбинационных частот // Электросвязь. 1957. №4. С.16-23.
86. Физическая акустика : В 5 т. / Под ред. У. Мезона. М., 1979. Т.5. Принципы и методы.
87. Чихачев Б.М. Новые исследования нелинейных колебаний. М., 1936.
88. Шитиков Т.Т. Высокостабильные кварцевые автогенераторы. М., 1971.

О Г Л А В Л Е Н И Е

Введение.....	3
Многорезонансные кварцевые резонаторы.....	4
2. Многочастотные транзисторные кварцевые генераторы	15
2.1. Возбуждение и устойчивость колебаний многочастотных транзисторных кварцевых генераторов.....	15
2.2. Схемотехника многочастотных транзисторных кварцевых генераторов	28
3. Многочастотные параметрические кварцевые генераторы	54
3.1. Возбуждения многочастотных параметрических колебаний.....	54
3.2. Схемотехника многочастотных параметрических кварцевых генераторов	61
4. Разностные управляемые кварцевые генераторы.....	68
4.1. Основные показатели разностных УКГ.....	69
4.2. Схемотехника разностных УКГ.....	83
4.3. Сравнительный анализ показателей УКГ.....	90
5. Многочастотные автогенераторные преобразователи температуры... ..	93
Список использованной и рекомендуемой литературы	124