

ТЕМА 7. ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ФОРМЫ

В этой главе будут в основном рассматриваться **автогенераторы** — устройства, вырабатывающие электрические колебания за счет энергии источников постоянного тока без внешнего колебательного воздействия.

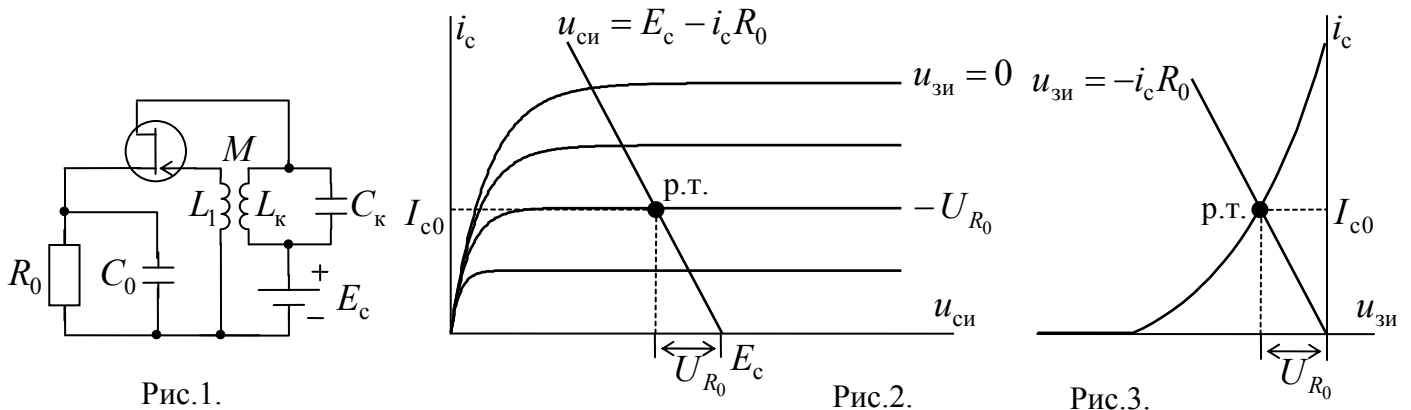
Их можно разделить на два класса: генераторы гармонических колебаний и генераторы колебаний специальной формы. Наибольшее внимание здесь будет уделено **маломощным задающим** генераторам гармонических колебаний. Главные требования к ним — **высокое постоянство частоты** и синусоидальная форма колебаний, они обусловлены применением таких генераторов в качестве источников колебаний несущей частоты сигналов, гетеродинов приемных устройств, эталонов времени и т. д.

Самый представительный класс таких автогенераторов — *LC*-генераторы. Обычно схема *LC*-генератора содержит добротный *LC*-фильтр и активный четырехполюсник с положительной ОС (реже — активный двухполюсник). Активный элемент восполняет потери энергии в *LC*-контуре, благодаря этому в схеме поддерживаются незатухающие колебания. Синусоидальность формы колебания и постоянство частоты обеспечивается *LC*-фильтром.

7.1. Условие самовозбуждения автогенератора.

Для самовозбуждения колебаний достаточно, чтобы у схемы не было ни одного устойчивого состояния покоя.

Рассмотрим этот вопрос на примере схемы транзисторного ВЧ генератора с трансформаторной ОС, показанной на рис.1.



В состоянии покоя токи и напряжения определяются по статическим ВАХ (рис.2 – 3) с учетом равенств

$$u_{\text{си}} = E_c - i_c R_0, \quad u_{\text{зи}} = -i_c R_0.$$

Построим прямую, которая описывается первым уравнением. Теперь можно построить зависимость $i_c(u_{\text{зи}})$, удовлетворяющую ВАХ и первому уравнению. Проведя на этом же графике прямую $u_{\text{зи}} = -i_c R_0$, найдем значения I_{c0} , U_{R0} , соответствующие состоянию покоя. Из построения видно, что у схемы имеется

лишь **одно** состояние покоя. Чтобы узнать, будет ли это состояние существовать, необходимо исследовать его устойчивость.

Применим критерий Найквиста. Эквивалентная схема генератора для

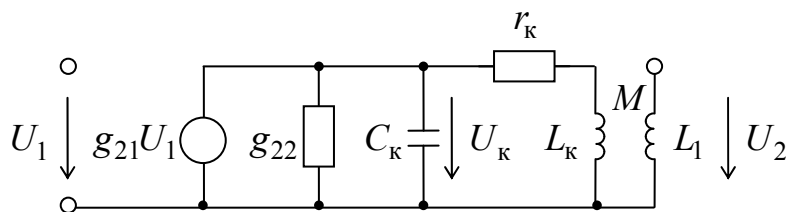


Рис.4.

умеренно высоких частот с разомкнутой петлей ОС показана на рис.4. Здесь не учтены параметры транзистора y_{11} , y_{12} , которые ввиду их малости пренебрежимо мало влияют на результат. Цепь автосмещения R_0C_0

тоже можно исключить из рассмотрения, так как она уменьшает усиление только на НЧ, где усиление и так мало.

Находим

$$U_k = -\frac{g_{21}U_1}{g_{22} + 1/z_k}, \quad U_2 = \frac{M}{L_k}U_k,$$

где $z_k = \frac{R_k}{1 + j\xi}$ — сопротивление контура, $\xi = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$ — резонансная частота. Отсюда находим петлевое усиление

$$\mathfrak{x}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{g_{21}R_k M/L_k}{1 + R_k g_{22} + j\xi}, \quad \text{где } -\infty < \xi < \infty \quad \text{при } 0 \leq \omega < \infty.$$

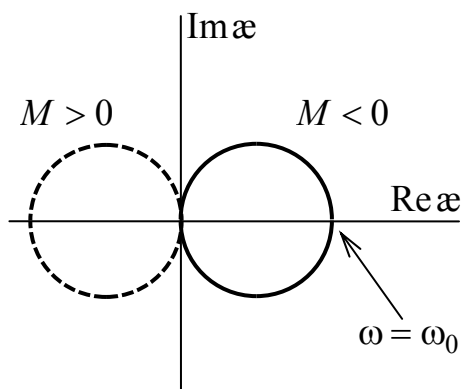


Рис.5.

Годограф (рис.5) начинается и заканчивается в точке $\mathfrak{x} = 0$ и кроме нее пересекает вещественную ось один раз при $\xi = 0$ ($\omega = \omega_0$). При $M > 0$ весь годограф лежит слева от мнимой оси, и состояние покоя устойчиво. **Самовозбуждение возможно только при $M < 0$** (положительная ОС), **если выполнено условие**

$$\mathfrak{x}(j\omega_0) = -\frac{M}{L_k} \cdot \frac{g_{21}R_k}{1 + R_k g_{22}} > 1.$$

При выполнении данного условия цепь не может находиться в состоянии покоя. Поскольку других состояний покоя нет, в схеме будет происходить колебательный процесс.

7.2. Режим установившихся колебаний в LC-автогенераторе.

Исследуя устойчивость, мы рассматривали малые колебания, которые можно описывать линейными уравнениями. В случае, когда состояние покоя неустойчиво, передаточная функция имеет в правой полуплоскости особые точки — полюсы $p_{1,2} = \alpha \pm j\omega_0$, $\alpha > 0$, являющиеся корнями

характеристического полинома. Им отвечает свободное колебание вида $e^{\alpha t} \cos(\omega_0 t + \varphi)$ (амплитуда растет экспоненциально).

Однако физически ясно, что неограниченный рост невозможен. В конце концов колебания перестанут быть малыми и начнет сказываться нелинейность характеристик активного элемента, которая приведет к ограничению роста амплитуды.

Таким образом, анализ режима установившихся колебаний принципиально невозможен без учета нелинейности, а для этого требуется уже иной аппарат.

Предположим, что в схеме уже установился **стационарный** колебательный режим, и поставим задачу связать амплитуду U_m и частоту ω_r этих колебаний с параметрами схемы. Для решения этой **частной** задачи можно обойтись относительно несложными средствами, которые тем не менее позволяют выяснить многие закономерности.

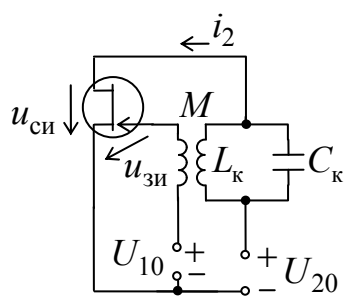


Рис.6.

Допустим, что в установившемся режиме напряжения на контуре и на затворе по форме мало отличаются от синусоиды с частотой $\omega_r \approx \omega_0$. Ток i_2 (рис.6) может при этом сильно отличаться от синусоиды из-за нелинейности ВАХ. Однако LC -контур обладает хорошим фильтрующим действием: он выделяет первую гармонику напряжения (ω_r) и значительно подавляет высшие гармоники ($2\omega_r$, $3\omega_r$ и т. д.), так как для них его сопротивление мало. В результате напряжение $u_{си}$ будет

почти синусоидальным, а $u_{зи}$ повторяет его форму.

Итак, примем $u_{зи} = U_{10} + u_1$, $u_{си} = U_{20} + \frac{u_1}{\beta}$, где U_{10} , U_{20} — постоянные составляющие, $u_1 = U_m \cos \omega t$, $\omega \approx \omega_0$, $\beta = M/L_k < 0$. Амплитуда U_m нам **пока неизвестна**.

Обратимся теперь к семейству ВАХ: $i_2 = f(u_{зи}, u_{си})$ — рис.2. Учтем, что $u_{зи}$, $u_{си}$ изменяются совместно: $i_2 = f\left(U_{10} + u_1, U_{20} + \frac{u_1}{\beta}\right) = f_1(u_1)$. При фиксированных U_{10} , U_{20} пример возможной зависимости $f_1(u_1)$ показан на рис.7 (ее можно назвать «динамической» ВАХ, так как она учитывает одновременное изменение $u_{зи}$ и $u_{си}$). Пропорциональность между i_2 и u_1 имеет место только при малых u_1 , а при больших она нарушается: снизу — за счет отсечки тока, а сверху — за счет того, что $u_{си}$ становится слишком малым (поскольку $\beta < 0$). Ток $i_2(t)$ является несинусоидальной периодической функцией, которую можно разложить в ряд Фурье

$$i_2(t) = I_0 + I_m \cos(\omega t + \varphi_1) + \text{высшие гармоники}.$$

Напряжение на LC -контуре в основном определяется первой гармоникой тока, а высшие гармоники подавляются.

Введем следующий параметр

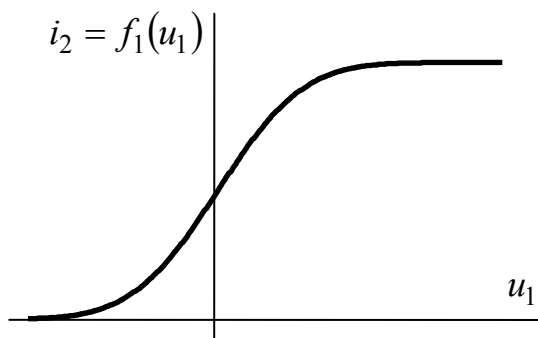


Рис.7.

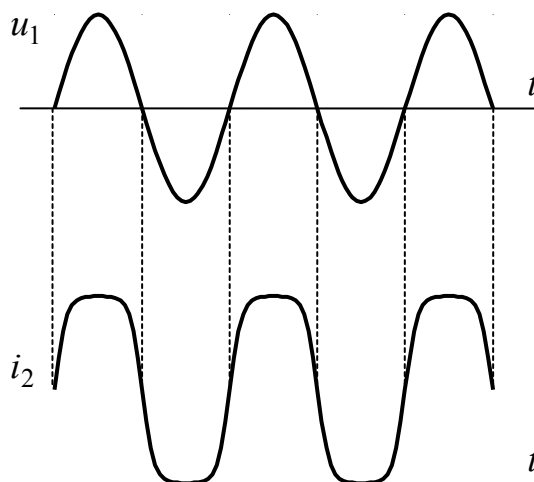


Рис.8.

$$S(U_m) = \frac{I_m}{U_m},$$

называемый *средней крутизной* (в динамическом режиме). Она зависит от амплитуды U_m . Эту зависимость можно рассчитать, если аппроксимировать характеристику $f_1(u_1)$ каким-либо подходящим выражением (например, полиномом), затем подставить $u_1 = U_m \cos \omega t$ и вычислить амплитуду первой гармоники I_m . При наличии цепи автосмещения нужно учесть, что постоянные составляющие U_{10} , U_{20} тоже зависят от U_m , так как при изменении U_m меняется и постоянная составляющая тока I_0 . Поэтому расчет характеристики $S(U_m)$, вообще говоря, сложная задача, но в принципе всегда выполнимая.

Зависимость $S(U_m)$ бывает двух видов.

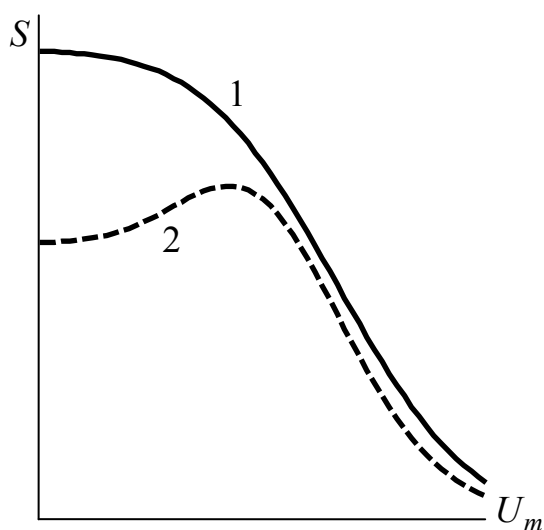


Рис.9.

Если начальная рабочая точка находится в области максимальной статической крутизны, то с увеличением U_m S монотонно убывает (кривая 1 на рис.9). При выборе рабочей точки вблизи отсечки тока возможен иной вид характеристики (кривая 2): сначала S растет, так как I_m увеличивается быстрее, чем U_m , а лишь затем S начинает снижаться.

Обобщим, далее, параметр S , определив его как отношение комплексных амплитуд первых гармоник

$$S(U_m) = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} = \frac{I_m e^{j\varphi_1}}{U_m}.$$

Здесь уже учитывается и фазовый сдвиг между основными гармониками i_2 и u_1 , который может быть вызван инерционностью транзистора, фазовым сдвигом между $u_{зи}$ и $u_{си}$ и др. причинами.

Если β вещественная, то на умеренных частотах S практически является вещественной величиной.

Теперь для комплексных амплитуд первых гармоник можно составить следующие уравнения:

$$U_1 = \beta U_k, \quad U_k = -z_k I_2, \quad I_2 = S(U_m)U_1, \quad \text{или} \quad U_1 = -\beta z_k S(U_m)U_1.$$

Отсюда получаем **основное уравнение** для режима установившихся колебаний

$$\beta z_k S(U_m) = -1. \quad (1)$$

Это уравнение распадается на два.

$$1) \arg \beta + \arg z_k + \arg S = \pi \text{ (баланс фаз).}$$

Если S и β вещественны и $\beta < 0$, то $\arg z_k = 0$ ($z_k = R_k$), откуда следует, что $\omega_r = \omega_0$, т. е. частота автоколебаний совпадает с резонансной частотой контура. В действительности ω_r немного отличается от ω_0 (подробнее об этом ниже).

$$2) |S(U_m)| = \frac{1}{|\beta|R_k} \text{ (баланс амплитуд).}$$

Второе уравнение позволяет определить **амплитуду** гармонических колебаний, если известна характеристика $S(U_m)$.

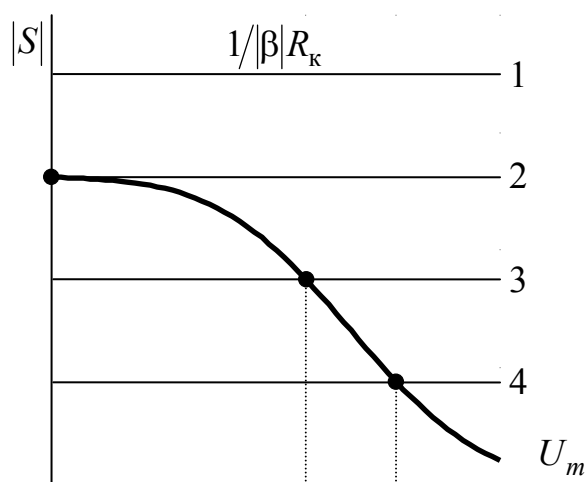


Рис.10.

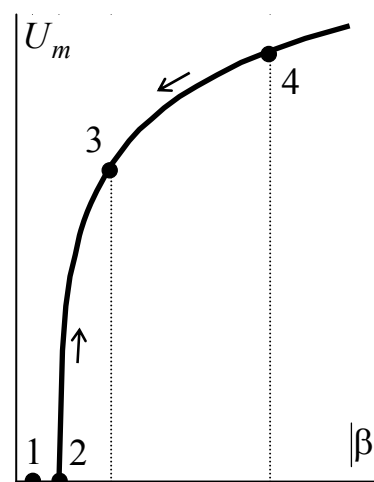


Рис.11.

Для характеристики первого вида (рис.10), если увеличивать плавно $|\beta|$, то колебания возникают при некотором критическом значении $|\beta|_{кр}$, и далее их амплитуда непрерывно увеличивается (рис.11). При уменьшении $|\beta|$ все происходит в обратном порядке.

Такой режим возбуждения называется **мягким**. Значение $|\beta|_{кр}$ можно получить из условия самовозбуждения, выведенного через малосигнальные параметры. При $U_m \rightarrow 0$:

$$S(0) = \frac{di_2}{du_1} = \frac{\partial i_2}{\partial u_1} + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \cdot \frac{du_2}{du_1} = g_{21} + g_{22}/\beta.$$

Подставим это в (1):

$$-\beta R_k g_{21} = 1 + R_k g_{22}, \quad \text{или} \quad -\beta \frac{g_{21} R_k}{1 + R_k g_{22}} = 1,$$

что соответствует границе области устойчивости.

Для характеристики второго вида (рис.12) поведение генератора при изменении $|\beta|$ более сложное. Значению β_3 отвечают два решения для амплитуды U_m , но из них реализуется только U_m'' . Решение с амплитудой U_m' **неустойчивое** и не может существовать. Здесь мы уже сталкиваемся с понятием

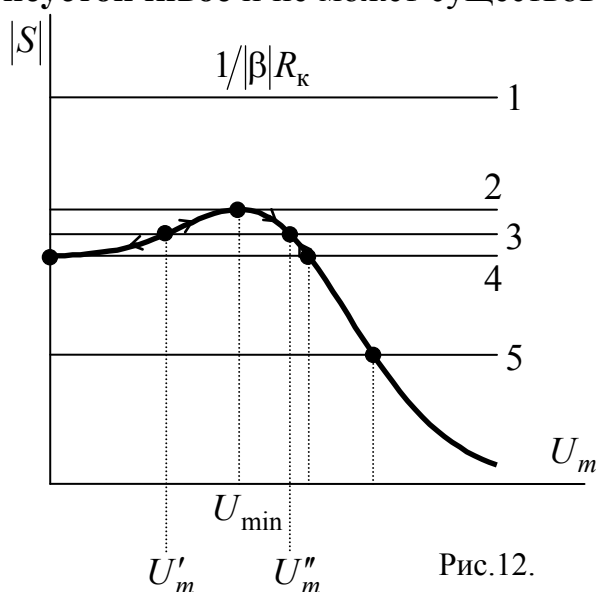


Рис.12.

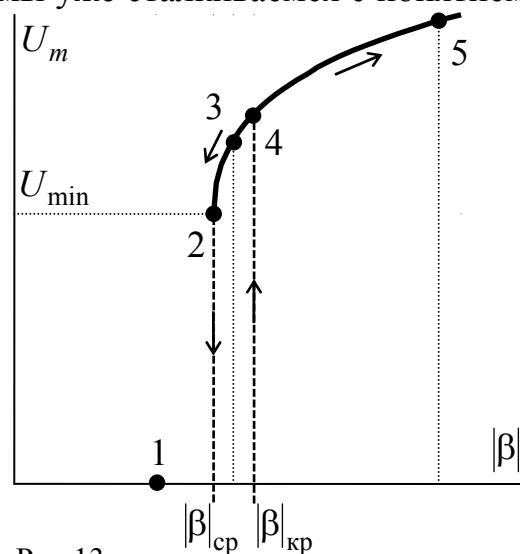


Рис.13.

устойчивости движения (а не покоя). Метод средней крутизны не позволяет решить вопрос об устойчивости колебательного режима. Качественно неустойчивость режима U_m' можно пояснить тем, что отклонение U_m в ту или иную сторону вызывает изменение S такого же знака ($dS/dU_m > 0$), что еще больше способствует уходу U_m из точки U_m' . В результате либо устанавливается U_m'' , либо колебания срываются.

В интервале значений от β_2 до β_4 **состояние покоя устойчиво по отношению к малым возмущениям**. Однако толчок достаточно большой силы способен перевести схему в автоколебательный режим. Такой режим возбуждения называется **жестким**.

Если увеличивать $|\beta|$ от β_1 , то колебание возникает скачком только при $\beta_{кр} = \beta_4$ (рис.13), когда состояние покоя становится неустойчивым (рис.12). При уменьшении $|\beta|$ срыв колебаний происходит при $\beta_2 = \beta_{cp}$ тоже скачком от U_{min} до нуля.

Итак особенности жесткого режима:

- 1) наличие области $|\beta|_{\text{ср}} < |\beta| < |\beta|_{\text{кр}}$, в которой автоколебания возможны, хотя состояние покоя устойчиво;
- 3) самовозбуждение и срыв колебаний происходят скачками и при разной величине связи (т.е. наблюдается гистерезис); амплитуда не может быть меньше U_{min} .

7.3. Практические схемы автогенераторов.

1. В практических схемах LC -генераторов цепь обратной связи обычно бывает образована из тех же элементов, которые входят в LC -контур. Такие схемы называют *трехточечными* (три электрода активного трехполюсника соединяются с тремя точками «сложного» параллельного контура 2-го или 3-го вида) – рис.14. Цепи питания на рис.14 не показаны.

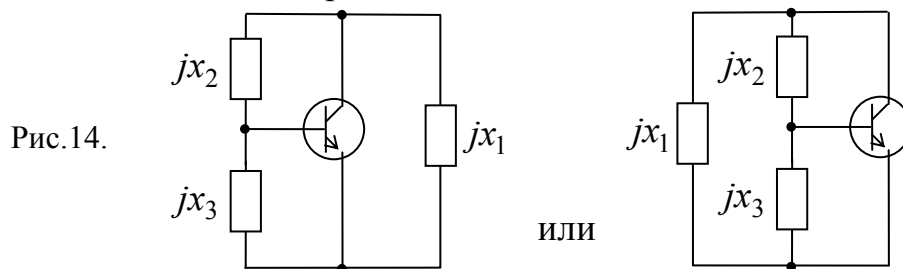


Схема может работать как автогенератор при выполнении двух необходимых соотношений:

I: $x_1 + x_2 + x_3 = 0$ — резонанс на частоте генерации,

II: $\beta = \frac{x_3}{x_2 + x_3} = -\frac{x_3}{x_1} < 0$ — условие положительности ОС.

Среди простейших этим условиям удовлетворяют две схемы.

а) **Ёмкостная трехточка** – рис.15. Для этой схемы

$$x_1 = -\frac{1}{\omega C_1}, \quad x_3 = -\frac{1}{\omega C_3}, \quad x_2 = \omega L_2, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}, \quad \text{где}$$

$$C = \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}, \quad \beta = -\frac{\omega C_1}{\omega C_3} = -\frac{C_1}{C_3}.$$

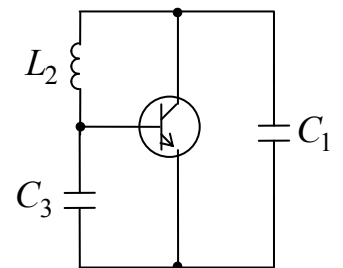


Рис.15.

Сопротивление контура на частоте ω_0 : $R'_k = p^2 R_k$, где

$$p = \frac{1/\omega C_1}{1/\omega C} = \frac{C_3}{C_1 + C_3} \quad \text{— коэффициент}$$

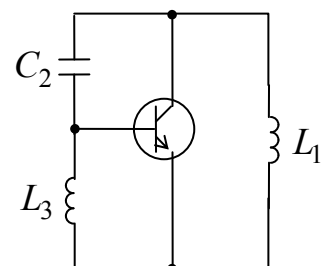
включения контура в выходную цепь.

б) **Индуктивная трехточка** – рис.16:

В этом случае

$$x_1 = \omega L_1, \quad x_3 = \omega L_3, \quad x_2 = -\frac{1}{\omega C_2},$$

Рис.16.



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}, \quad L = L_1 + L_3 \quad (\text{при } M = 0).$$

$$\beta = -\frac{L_3}{L_1}, \quad p = \frac{\omega L_1}{\omega L} = \frac{L_1}{L_1 + L_3}, \quad R'_k = p^2 R_k.$$

Если есть взаимная индуктивность, то ее надо учесть.

Значения R'_k , β можно подставлять в ранее полученные условия самовозбуждения и в основное уравнение для установившихся автоколебаний.

2. Важное значение имеет режим питания генератора. Необходимо обеспечить надежное самовозбуждение колебаний (т. е. $|\beta| > |\beta|_{кр}$), желательно мягкое. В то же время амплитуда установившихся колебаний не должна быть слишком большой, чтобы на протяжении всего периода колебания выходная цепь транзистора была подобна генератору тока с большим внутренним сопротивлением. Только в этом случае LC -контур оказывает хорошее фильтрующее действие, и напряжение на нем имеет синусоидальную форму.

В силу особенностей ВАХ реальных транзисторов эти требования совместить не удастся, если не применить автоматическое смещение рабочей точки.

Например, у БТ характеристика $i_k(u_{бэ})$ в активной области близка к экспоненте

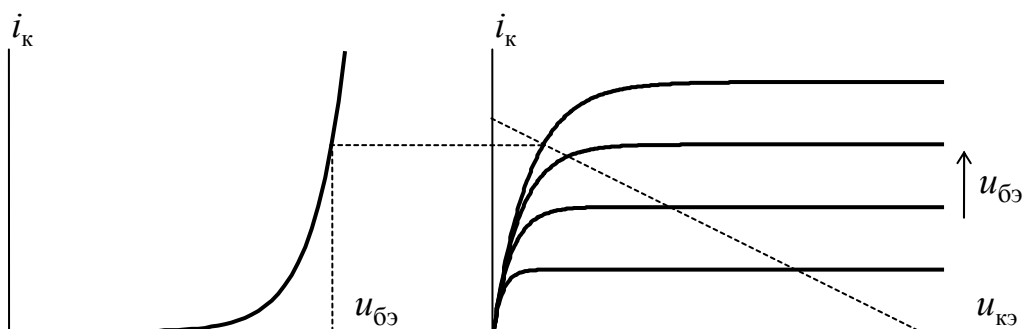


Рис.17.

(рис.17). Поэтому с ростом амплитуды средняя крутизна вначале увеличивается (жесткий режим). Амплитуда растет настолько, что наступает отсечка

напряжения на контуре ($u_{кэ}$) в те промежутки времени, когда $u_{кэ} < u_{бэ}$ (эти напряжения противофазны) – рис.18. При этом коллекторный переход открыт (область насыщения) и закорачивает LC -контур.

У ПТ характеристика $i_c(u_{зи})$ тоже растет довольно круто (как парабола) и возможны аналогичные явления. При $u_{зи} > 0$ появляется ток затвора, который нагружает LC -контур.

Таким образом, при фиксированном положении рабочей точки транзисторный автогенератор имеет жесткую характеристику возбуждения, чрезмерно большую амплитуду установившихся колебаний. Вследствие этого

сильно нагружается LC -контур, что снижает стабильность частоты (данный вопрос будет рассмотрен позже), искажается форма синусоиды.

Для устранения этого недостатка применяют **автоматическое смещение** рабочей точки в область меньшей крутизны. В приведенной выше схеме на рис.1 автосмещение обеспечивается цепью R_0C_0 .

По мере нарастания колебаний постоянная составляющая тока i_c увеличивается и рабочая точка смещается в область меньшей крутизны. Амплитуда ограничивается за счет **отсечки тока**, при этом LC -контур нагружен минимально.

Характеристика $S(U_m)$ (рис.19) проходит ниже, чем без автосмещения, причем ей можно придать форму, соответствующую мягкому режиму возбуждения. Расчет ее несколько усложняется, поскольку нужно определять как первую $I_m(U_m, U_0)$, так и нулевую $I_0(U_m, U_0)$ гармоники тока и учитывать уравнение $U_0 = -R_0 I_0$.

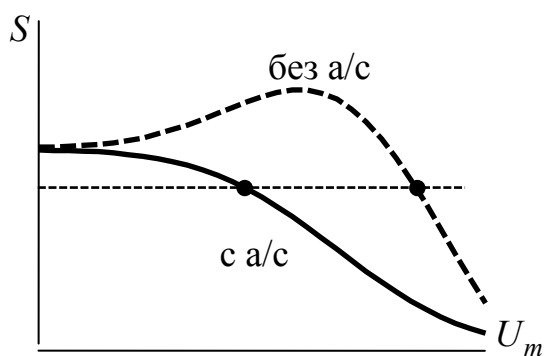


Рис.19.

Автосмещение не только уменьшает амплитуду колебаний, но и стабилизирует режим работы генератора, уменьшая влияние температуры, питающего напряжения на амплитуду и частоту

колебаний.

Автосмещение можно осуществить за счет постоянной составляющей не только тока стока, но и тока затвора (схемы будут приведены ниже).

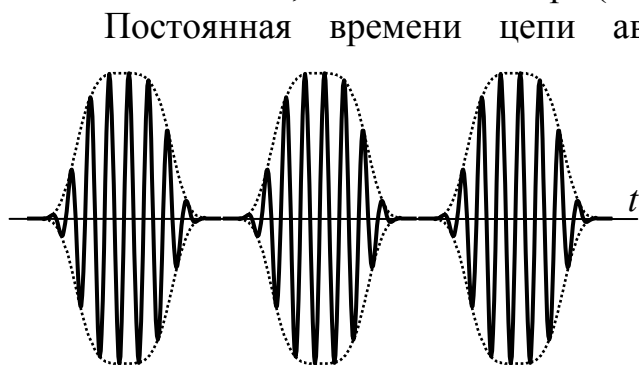


Рис.20.

Постоянная времени цепи автосмещения $\tau_0 = R_0 C_0$ должна быть значительно больше периода ВЧ колебаний $\tau_0 \gg 2\pi/\omega_r$, но и не слишком большой. При неправильном выборе τ_0 возможен аномальный режим работы — **прерывистая генерация** — рис.20 (нормальный режим автоколебаний оказывается неустойчивым). Такой режим может возникнуть, когда рост постоянного

напряжения на C_0 не успевает за ростом амплитуды. Амплитуда достигает большого значения, ограничиваясь за счет нелинейности ВАХ. Затем по мере заряда C_0 средняя крутизна уменьшается и наступает срыв колебаний, после чего C_0 разряжается и весь процесс повторяется.

Более подробно эти явления изучаются в курсе "Электромагнитные колебания".

3. Источник питания в трехточечной схеме может быть включен последовательно в контур либо параллельно ему, а автосмещение —

осуществляться как за счет тока эмиттера (источка), так и за счет тока базы (затвора). Возможны и комбинированные варианты.

Рассмотрим **примеры**.

1) Индуктивная трехточка с последовательным питанием и автосмещением за счет тока затвора. В момент включения $u_{зи} = 0$ и рабочая точка находится в области максимальной крутизны. По мере роста колебаний конденсатор C_0 заряжается благодаря выпрямляющему действию управляющего $p-n$ перехода почти до амплитудного значения U_{L_3} , так как постоянная времени разряда $R_0 C_0$ велика.

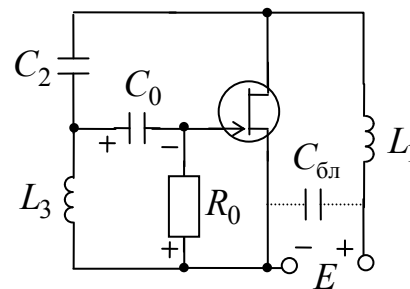


Рис.21.

Рабочая точка смещается в сторону отсечки тока.

2) Емкостная трехточка с параллельным питанием и автосмещением за счет тока базы. Начальное значение тока базы $I_б = E/R_0$ берется таким, чтобы обеспечивалось самовозбуждение. Рост амплитуды ограничивается увеличением запирающего напряжения на C_0 , которое образуется за счет выпрямления эмиттерным переходом напряжения U_{C_3} . Дроссель $L_{др}$ изолирует источник питания от LC -контура по ВЧ, но имеет малое сопротивление постоянному току. Выбирают $L_{др} > L_2$.

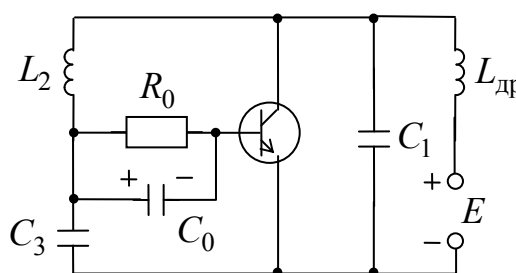


Рис.22.

7.4. Стабильность частоты автоколебаний. Кварцевая стабилизация частоты.

Постоянство частоты генерируемых колебаний зависит в первую очередь от постоянства параметров контура L и C (с учетом шунтирующих и внесенных в контур посторонних реактивностей).

Кроме того во втором приближении на частоту ω_r влияют цепь ОС и режим транзистора. Для выяснения этого обратимся к основному уравнению стационарного режима $\beta S(U_m)z_k = -1$ и учтем, что на самом деле S и β — комплексные величины:

$$S = |S|e^{j\varphi_S}, \quad \beta = |\beta|e^{j(\pi+\varphi_\beta)}, \quad z_k = \frac{R_k}{1+j\xi}, \quad \xi = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right).$$

Тогда получим

$$\varphi_S(\omega) + \varphi_\beta(\omega) - \arctg\xi(\omega) = 0.$$

Частота генерации ω_r есть корень этого уравнения.

Обычно φ_S и φ_B слабо зависят от частоты, но могут зависеть от режима питания, характеристик транзистора, температуры и т. д. Как видно из рис.23, отклонение ω_r от ω_0 при изменении $\varphi_B + \varphi_S$ будет тем меньше, чем больше добротность контура Q .

Следовательно, для обеспечения высокой стабильности частоты необходим LC-контур с хорошей эталонностью частоты ω_0 и с большой добротностью.

Указанными свойствами обладает **кварцевый резонатор**. Он представляет собой небольшую пластинку (толщиной около 1 мм и менее), специальным образом вырезанную из монокристалла кварца (рис.24). Грани ее шлифуются и полируются, две противоположные грани покрывают тонким слоем серебра или помещают между металлическими пластинами специального держателя. Все это

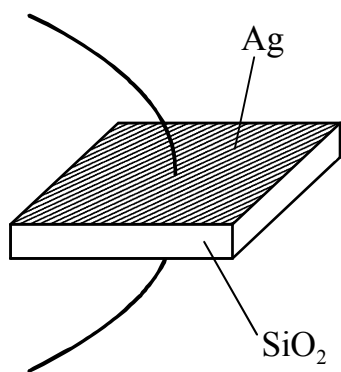


Рис.24.

помещается в герметичном баллончике, внутри которого вакуум.

Такая пластинка является высокочастотной механической колебательной системой, а поскольку кварц обладает **пьезоэлектрическим свойством**, упругие колебания сопровождаются колебаниями электрического напряжения между пластинами. Частота собственных колебаний ω_q обладает высокой эталонностью (она зависит от размеров пластинки), потери на затухание очень малы.

Вследствие тесной связи упругих и электрических колебаний кварцевый резонатор в электрическом отношении эквивалентен последовательному контуру $L_q C_q r_q$

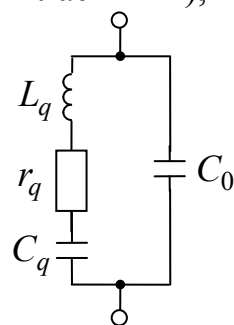


Рис.25.

Примерные значения этих параметров: r_q — десятки, сотни Ом, L_q — 0,1–10 Гн, C_q — сотые доли пФ, C_0 — единицы пФ. Добротность Q измеряется **десятками тысяч**, диапазон собственных частот $f_q = 0,01 \div 100$ МГц.

Реактивная составляющая $x_{экр}$ полного сопротивления проходит через нуль дважды (рис.26):

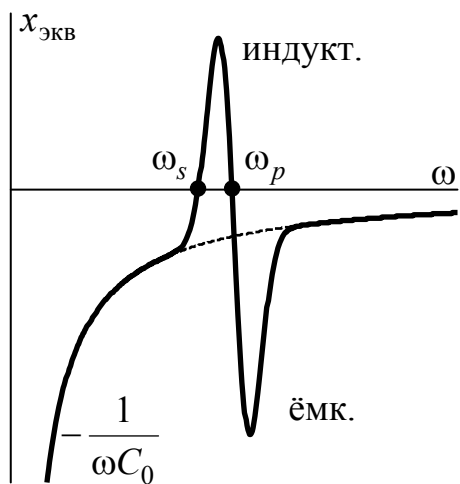


Рис.26.

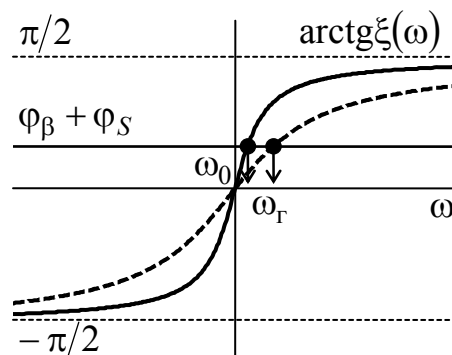


Рис.23.

$$\text{при } \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}} \text{ — последовательный резонанс,}$$

$$\text{при } \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_q \frac{C_q C_0}{C_q + C_0}}} \text{ — параллельный резонанс.}$$

Поскольку $C_q/C_0 \ll 1$, частоты ω_s и ω_p очень близки.

Автогенератор с кварцевой стабилизацией конструируют так, чтобы на рабочей частоте ω_r кварцевый резонатор имел индуктивную реакцию, а сама частота ω_r была близка к ω_s или ω_p . Благодаря высокой эталонности частот ω_s , ω_p и очень большой крутизне характеристики $x_{\text{эКВ}}(\omega)$ обеспечивается высокая стабильность частоты.

На рис.27 приведен один из вариантов практической схемы генератора с кварцевой стабилизацией. Генератор собран по схеме емкостной трехточки.

Колебательная система образована элементами C_1 , C_3 и кварцем (L_2). Частота генерации близка к ω_s (вблизи ω_p генерация невозможна, т. к. кварц обладает большой величиной $|z_{\text{эКВ}}|$).

В эквивалентной схеме по ВЧ емкости C'_0 , C'_1 , C'_3 включают в себя также паразитные емкости. Для уменьшения их влияния на частоту выбирают $C_1, C_3 \gg C_0$, причем конденсаторы C_1 , C_3 должны обладать высокостабильными емкостями.

Тем самым уменьшается расстройка относительно частоты ω_s и ослабляется связь кварцевого резонатора с остальной частью схемы. $L_{\text{др}}$ — индуктивный дроссель, C_p — разделительный конденсатор, $R_1 - R_2$ — делитель питания цепи базы, $R_0 C_{\text{бл}}$ — цепь автосмещения. Выходное напряжение снимается через эмиттерный повторитель, чтобы уменьшить влияние нагрузки на режим генератора.

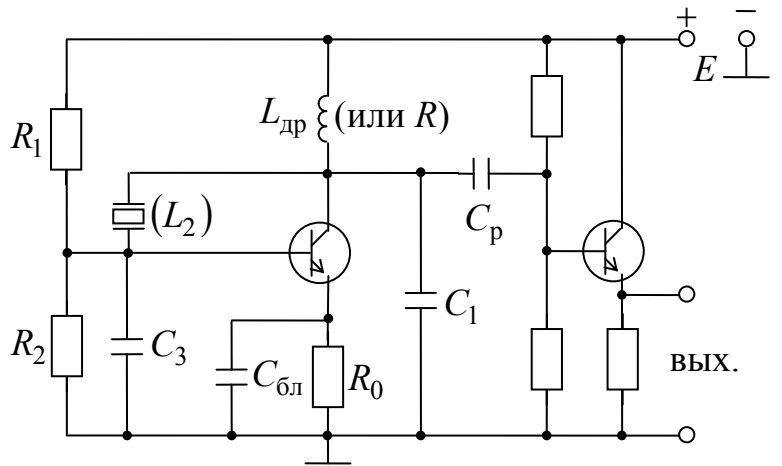


Рис.27.

Применение кварца позволяет улучшить стабильность частоты на два порядка: без кварца $\delta f/f \sim 10^{-3} - 10^{-4}$, с кварцем — $\sim 10^{-5} - 10^{-6}$. Термостатирование кварца дает возможность довести $\delta f/f$ до 10^{-8} .

Располагая высокостабильным генератором частотой ω_0 , можно с помощью умножителей и делителей частоты получить колебания частотой

$\frac{m}{n}\omega_0$ (m, n — целые), причем относительная стабильность частоты будет такая же, как у задающего генератора.

Простейший умножитель частоты в m раз представляет собой нелинейный усилитель, нагрузкой которого является LC -контур, настроенный на m -ю гармонику входного колебания (рис.28).

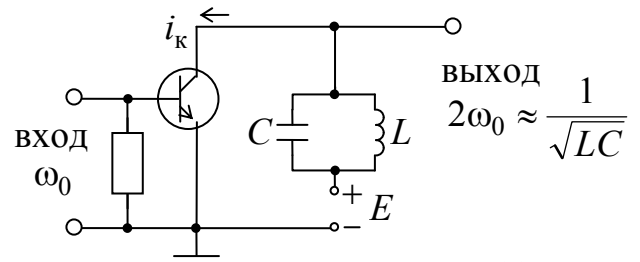


Рис.28.

Положение рабочей точки и амплитуда входного сигнала выбираются такими, чтобы ток $i_k(t)$ был богат гармониками (рис.29):

$i_k(t) = I_0 + I_{1m} \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + I_{2m} \cos(2\omega_0 t + \varphi_2) + \dots$ Контур LC выделяет вторую гармонику, для остальных составляющих его сопротивление мало. Поэтому выходное напряжение близко к синусоидальному

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) \approx U_{2m} \cos(2\omega_0 t + \varphi), \quad \text{где}$$

$$U_{2m} = |z_k(j2\omega_0)| I_{2m}.$$

Поскольку амплитуды гармоник убывают с ростом номера, то в одном каскаде реализуют обычно умножение не более чем в 6 раз. Применяя каскадную цепочку умножителей, можно осуществить умножение частоты в любое число раз. Относительная стабильность частоты при этом сохраняется.

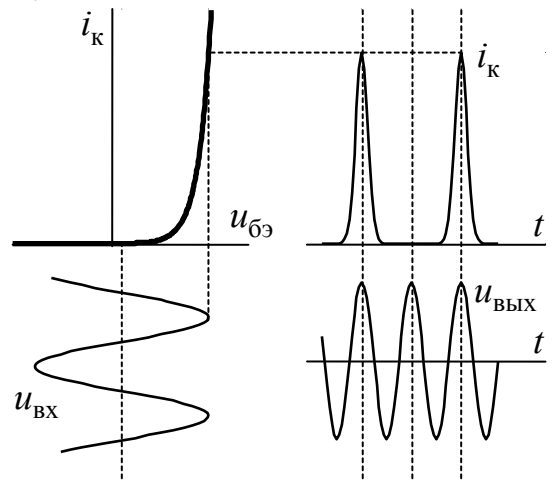


Рис.29.

С принципами деления частоты познакомимся немного позже.

Кварцевые генераторы в сочетании с умножителями и делителями частоты используется для построения высокостабильных задающих генераторов, применяемых в качестве эталонов

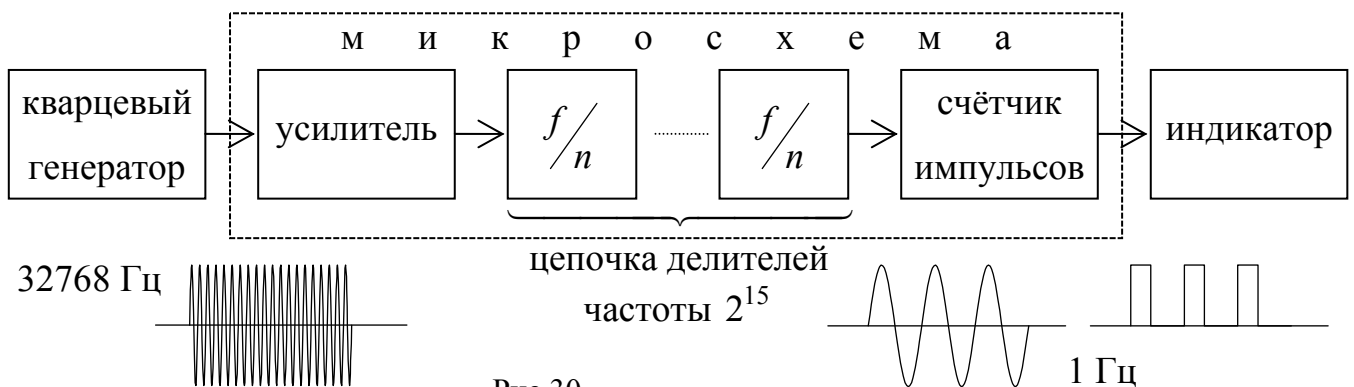


Рис.30.

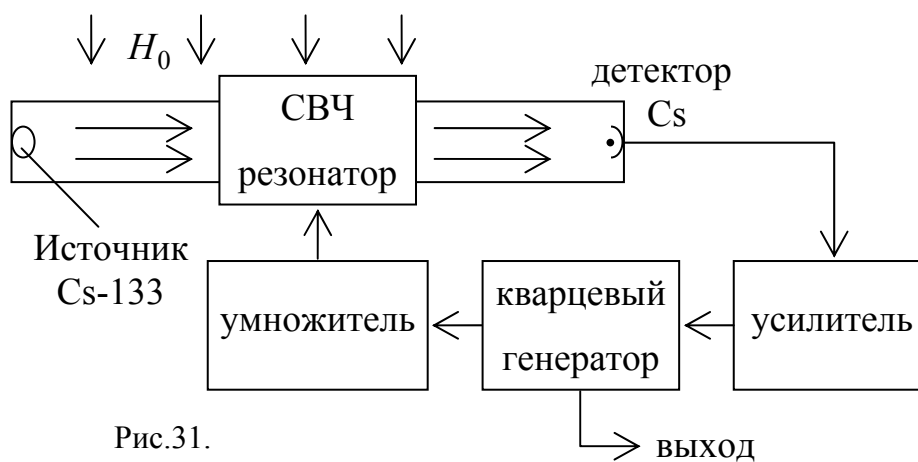
частоты и времени.

На рис.30 приведена структурная схема электронных кварцевых часов. При $\delta f/f = 10^{-8}$ погрешность хода около 1 с за 1 год.

Одна из главных причин нестабильности частоты кварцевого генератора — старение кварцевой пластинки.

В 60-е годы появились квантовые (атомные) эталоны частоты, стабильность которых на несколько порядков лучше. Принцип их работы основан на том, что при переходе атомов из состояния с энергией E_1 в возбужденное состояние с энергией E_2 атомы поглощают энергию колебаний, имеющих частоту $\omega = (E_2 - E_1)/\hbar$. Состояния E_1 и E_2 различаются ориентацией магнитных моментов ядра атома и электронной оболочки, соответствующие им переходы имеют частоты в диапазоне СВЧ.

На рис.31 схематично показано устройство **цезиевого стандарта** частоты. В вакуумной трубке находится источник паров Cs-133. Магнитное поле H_0



сортирует атомы Cs, так что только атомы с энергией E_1 проходят сквозь резонатор к детектору. В резонаторе от кварцевого генератора и цепочки умножителей частоты создается переменное поле СВЧ. Когда частота поля в точности равна частоте перехода $E_1 \rightarrow E_2$, поглощение в Cs максимально, а ток детектора минимален. Сигнал с детектора усиливается и используется как управляющий для автоподстройки частоты кварцевого генератора. В результате относительная стабильность частоты кварцевого генератора получается такой же, как у квантового перехода.

Цезиевый эталон имеет $\delta f/f = 10^{-12}$, а лучшие образцы $\sim 10^{-13}$. Следовательно, уход квантовых часов не превышает 1 с за 30 тыс. лет!

Для сравнения: погрешность годового вращения Земли около 10^{-10} , а суточное вращение Земли еще более неравномерно (оно было обнаружено еще кварцевыми стандартами).

Стабильность самих квантовых эталонов определяют косвенным образом — путем анализа причин, вызывающих нестабильность. Квантовые стандарты частоты делают также на атомах водорода, рубидия и др.

7.5. Режим внешней синхронизации автогенератора.

До сих пор мы рассматривали работу автогенератора в отсутствие какого-либо внешнего колебательного воздействия.

Пусть теперь к генератору (рис.32) подключен источник **внешнего сигнала** частотой ω_c , амплитуда его напряжения U_c мала по сравнению с напряжением самого генератора: $|U_c| \ll |U_r|$. Предполагается, что автогенератор никакого влияния на источник U_c , ω_c не оказывает. Обозначим через ω_0

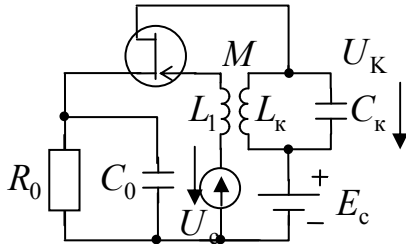


Рис.32.

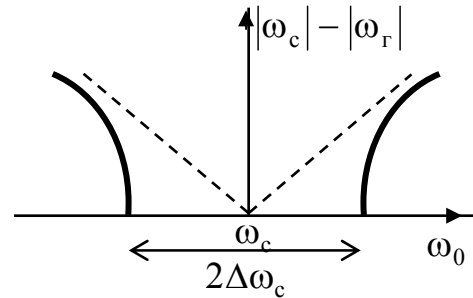


Рис.33.

частоту генерации в отсутствие внешнего сигнала.

Если разность $|\omega_c - \omega_0|$ не слишком мала, то наблюдается, как правило, **двухчастотный режим** колебаний: в схеме одновременно происходит вынужденное колебание с частотой ω_c и автоколебание генератора с частотой ω'_r . Последняя, вообще говоря, отличается от ω_0 из-за влияния внешнего сигнала, но это отличие незначительно. Амплитуда суммарного колебания пульсирует с разностной частотой $|\omega_c - \omega'_r|$ (**частотой биений**), так как оба колебания оказываются попеременно то в одинаковой фазе, то в противофазе.

Будем теперь перестраивать контур генератора, приближая частоту ω_0 к ω_c , тогда частота биений будет уменьшаться. Если бы внешний сигнал не влиял на режим автоколебаний, то зависимость частоты биений от ω_0 изображалась бы на графике рис.33 пунктирной линией. На самом же деле при $\omega_0 \rightarrow \omega_c$ влияние внешнего источника все возрастает, так что $|\omega'_r - \omega_c|$ оказывается меньше $|\omega_0 - \omega_c|$, и **при конечной расстройке частота биений обращается в нуль**. Частота автоколебаний «захватывается» частотой внешнего источника: $\omega'_r = \omega_c$, наступает **одночастотный режим**, или **режим внешней синхронизации** генератора. Важно, что этот режим существует в конечной полосе синхронизации (**полосе захватывания**) $2\Delta\omega_c$.

Чтобы найти ширину полосы $2\Delta\omega_c$, рассмотрим установившийся одночастотный режим с помощью метода средней крутизны. Напряжение на входе транзистора равно

$$U_1 = U_{OC} + U_c = U_c + \beta U_k, \text{ где } U_k = -z_k I_2 = -z_k S(U_m) U_1.$$

Отсюда получаем

$$1 + \beta z_{\kappa} S(U_m) = \frac{U_c}{U_1}, \quad \text{где } U_m = |U_1|.$$

Поскольку $|U_c| \ll |U_1|$, можно пренебречь влиянием U_c на $S(U_m)$, и считать, что характеристика $S(|U_1|)$ такая же, как в отсутствие U_c . Учтем также, что S и β вещественные и $\beta < 0$. Тогда

$$|\beta| S z_{\kappa} = 1 - \left| \frac{U_c}{U_1} \right| e^{j\varphi}, \quad \varphi \text{ — фазовый сдвиг между } U_c \text{ и } U_1.$$

При $\omega_c \neq \omega_r = \omega_0$ сопротивление z_{κ} комплексное, и уравнение может быть удовлетворено только при наличии некоторого фазового сдвига φ . Подставив

$$z_{\kappa} = R_{\kappa} / \left(1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right), \quad \text{где } \Delta\omega = \omega_c - \omega_0, \text{ получим}$$

$$|\beta| S R_{\kappa} = \left(1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) \left(1 - \left| \frac{U_c}{U_1} \right| \cos \varphi - j \left| \frac{U_c}{U_1} \right| \sin \varphi \right),$$

что дает два уравнения:

$$|\beta| S(U_m) R_{\kappa} = 1 - \left| \frac{U_c}{U_1} \right| \left(\cos \varphi - Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \sin \varphi \right), \quad Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \left| \frac{U_c}{U_1} \right| \left(\sin \varphi + Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \cos \varphi \right),$$

из которых можно найти $U_m = |U_1|$ и φ . Первое уравнение при $\left| \frac{U_c}{U_1} \right| \ll 1$ дает $|U_1| = |U_r|$ (амплитуда такая же, как при $U_c = 0$). Второе уравнение разрешимо лишь при таких $\Delta\omega$, когда $|\sin \varphi| \leq 1$. Предельный случай наступает на границе **полосы синхронизации**. Следовательно,

$$\frac{2\Delta\omega_c}{\omega_0} = \left| \frac{U_c}{U_r} \right| \cdot \frac{1}{Q}.$$

Чем больше $|U_c|$ и меньше Q , тем шире полоса захватывания.

Рассмотренный режим позволяет синхронизировать мощный генератор колебаниями стабильной частоты от маломощного задающего генератора (при этом достигается увеличение мощности в десятки тысяч раз). Режим синхронизации принципиально отличается от обычного усиления тем, что внешний сигнал может быть **несинусоидальным**, в частности, модулированным или содержащим помеху, при этом на выходе генератора получается колебание, близкое к гармоническому. Кроме того синхронизация возможна, когда $\omega_c \approx n\omega_0$ (n — небольшое целое число), при этом частота генерации в точности равна $\omega_r' = \omega_c / n$ — получается **делитель частоты** в n раз (это лишь один из применяемых способов деления частоты).

Существуют разные способы получения гармонического колебания, частота которого «привязана» к частоте внешнего источника, в том числе — линейная фильтрация с помощью узкополосного ППФ,

- нелинейное резонансное усиление (усилитель-ограничитель + LC -контур),
- внешняя синхронизация LC -автогенератора,
- фазовая автоподстройка частоты автогенератора (ФАПЧ).

Эти способы различаются не только схемными решениями, но и характеристиками: шириной полосы захватывания, динамическим диапазоном, частотным спектром выходного колебания, длительностью переходных процессов и многими другими.

7.6. RC -генератор гармонических колебаний.

На НЧ LC -генераторы практически не применяют, так как катушки большой индуктивности имеют очень большие размеры и низкую добротность. Поэтому для генерирования колебаний, имеющих частоту ниже 20 кГц применяют RC -генераторы. Принцип их работы основан на использовании положительной частотнозависимой ОС через RC -цепь.

Рассмотрим одну из широко применяемых схем. Выход операционного усилителя соединен с неинвертирующим входом цепью ОС, показанной на рис.34.

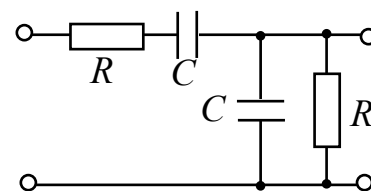


Рис.34.

Кроме этого имеется цепь отрицательной ОС на инвертирующий вход через резисторы R_0 и R_T .

Поскольку входной ток ОУ ничтожно мал, цепь положительной ОС работает в режиме ХХ. Ее коэффициент передачи равен

$$\beta = \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \frac{1 + j\omega CR}{R}} = \frac{1}{1 + \frac{(1 + j\omega RC)^2}{j\omega RC}} = \frac{1}{3 + j \left(\frac{\omega}{\Omega} - \frac{\Omega}{\omega} \right)},$$

где обозначено

$$\Omega = \frac{1}{RC}.$$

АЧХ и ФЧХ описываются выражениями

$$|\beta| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{\omega}{\Omega} - \frac{\Omega}{\omega} \right)^2}}, \quad \arg \beta = -\arctg \left[\frac{1}{3} \left(\frac{\omega}{\Omega} - \frac{\Omega}{\omega} \right) \right].$$

При $\omega = \Omega$: $\arg \beta = 0$, $|\beta| = |\beta|_{\max} = \frac{1}{3}$. Усиление ОУ по неинвертирующему входу

$K = \frac{R_T}{R_0} + 1 > 0$ (для малого сигнала). Следовательно, при $\omega = \Omega$ $K\beta > 0$ (ОС

положительная), и при $K > 3$ будет самовозбуждение.

Считая выходное напряжение в установившемся режиме **синусоидальным** (почему — об этом речь отдельно), можно составить уравнение баланса на основной гармонике:

$$K(U_m)\beta = 1.$$

Так как $\arg K = 0$, то отсюда $\arg \beta = 0$, следовательно, частота генерации $\omega_r = \Omega = \frac{1}{RC}$. Баланс амплитуд: $K(U_m) = \frac{1}{|\beta(\Omega)|} = 3$. Отсюда, зная зависимость $K(U_m)$, можно найти амплитуду.

Теперь об обеспечении синусоидальной формы колебания. RC -цепь имеет плохую избирательность ($Q_{\text{экв}} = 1/3$), поэтому при ограничении амплитуды за счет нелинейности ВАХ колебание не будет синусоидальным.

В данной схеме уменьшение $K(U_m)$ с ростом U_m происходит благодаря термистору R_T в цепи ООС. Последний выполнен на собственном полупроводнике, его сопротивление резко падает с ростом температуры за счет **самопрогрева мощностью автоколебаний**. В то же время, благодаря **тепловой инерции**, резистор R_T ведет себя как линейное сопротивление по отношению к мгновенным значениям тока и не искажает форму колебания. Параметры цепи ООС подбираются так, чтобы усиление $K(U_m)$ снижалось до 3 при такой средней мощности колебаний, когда ОУ работает еще в линейном режиме. Если же цепь линейна, то свободные колебания в ней имеют вид $e^{p_i t}$, где p_i — корни характеристического уравнения. В данном случае имеется пара сопряженных корней $\sigma \pm j\omega_0$, причем $\sigma = 0$ при $K = 3$. Следовательно, форма колебания будет синусоидальной.

ТЕМА 8. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

8.1. Классификация спектральных преобразований сигналов

К основным видам преобразования частотного спектра относятся

- 1) умножение и деление частоты (или компрессия и декомпрессия сигналов во времени);
- 2) модуляция и демодуляция (детектирование) сигналов;
- 3) преобразование несущей частоты сигнала.

Операция (1) предполагает умножение всех спектральных составляющих колебания на одно постоянное положительное число q , которое может быть как больше, так и меньше единицы. Если колебание гармоническое, то такая операция может быть осуществлена путем выделения гармоник и субгармоник, этот вопрос рассматривался в предыдущей главе. В общем же случае умножение (деление) частот всех спектральных составляющих можно осуществить, если записать сигнал на какой-нибудь промежуточный носитель (магнитная лента, линейка ПЗС и т.п.), а затем воспроизвести его с другой скоростью. Такие устройства *временной компрессии и декомпрессии* сигналов применяются в некоторых системах обработки.

При модуляции (2) исходным является информационный сигнал НЧ $s(t)$, а продуктом – ВЧ сигнал с *несущей* частотой ω_0 :

$$s_M(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t)] = A(t) \cos \Psi(t).$$

Здесь $A(t)$ или (и) $\Psi(t)$ определенным образом связаны с $s(t)$, как именно – это от вида модуляции. $A(t)$ отражает амплитудную модуляцию, а $\Psi(t)$ – угловую. Спектр модулированного сигнала содержит, кроме несущей, боковые частоты, в которых и заключена информация о первичном НЧ сигнале.

Процесс демодуляции (чаще говорят *детектирования*) заключается в восстановлении исходного сигнала $s(t)$.

Операция преобразования частоты (3) заключается в переносе всего спектра частот с одной несущей частоты на другую, при этом вид и характер модуляции сохраняется:

$$A \cos(\omega t + \varphi) \Rightarrow \alpha A \cos[(\omega \pm \omega_1)t + \varphi \pm \varphi_1],$$

где ω_1 , α , φ_1 – постоянные.

Далее в основном будут рассмотрены процессы (2) и (3). Все эти виды преобразований характеризуются возникновением новых частот, не содержащихся в спектре исходного сигнала. Поэтому для их осуществления необходимы **нелинейные** либо **параметрические** устройства.

В качестве простейшего примера нелинейного преобразования рассмотрим воздействие двух гармонических колебаний на безынерционный элемент с квадратичной характеристикой:

$$s_{\text{ВЫХ}} = \alpha s_{\text{ВХ}} + \beta s_{\text{ВХ}}^2.$$

Подставим сюда $s_{\text{ВХ}}(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi)$. Тогда получим

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \alpha[A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi)] + \beta(A_1^2 + A_2^2)/2 + \beta \frac{A_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \\ + \beta \frac{A_2^2}{2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi) + \beta A_1 A_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi] + \beta A_1 A_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi]$$

Уже здесь мы получаем целый ряд преобразований спектра: выпрямление (т.е. преобразование в нулевую частоту), удвоение частоты, сложение и вычитание частот. Однако нам обычно требуется какое-то **одно** преобразование, остальные же являются побочными продуктами, которые необходимо подавить. Чаще всего это делают путем линейной фильтрации, а также за счет применения балансных, мостовых схем.

8.2. Амплитудная модуляция

При амплитудной модуляции выходной сигнал имеет вид

$$s_m(t) = A_0[1 + Ms(t)]\cos \omega_0 t, \quad (1)$$

где $s(t)$ – исходный НЧ сигнал. *Огибающая* ВЧ колебания повторяет по форме исходный сигнал при условии, что $1 + Ms(t) \geq 0$. Из этого условия выбирается масштабный множитель M .

В простейшем случае – гармонической модуляции, $s(t) = B \cos \Omega t$, из элементарных тригонометрических преобразований вытекает, что спектр АМ сигнала содержит **несущую частоту** ω_0 и **две боковые частоты** $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$. Ширина спектра равна 2Ω .

Если сигнал $s(t)$ имеет непрерывный спектр, то АМ сигнал будет содержать одну дискретную линию ω_0 и две непрерывные боковые полосы $S_m(\omega) = S(\omega - \omega_0)$, представляющие собой сдвинутый на ω_0 спектр $S(\omega)$. Ширина спектра АМ сигнала вдвое больше, чем исходного НЧ сигнала.

Как построить АМ модулятор? Обычно используют **нелинейный** элемент, чаще всего транзистор, на вход которого подается сумма НЧ сигнала $s(t)$, несущего колебания и постоянного напряжения. В выходной цепи транзистора включен LC -контур, настроенный на частоту ω_0 .

Можно показать, что если рабочий участок ВАХ транзистора хорошо аппроксимируется параболой, то получается неискаженная модуляция. Побочные продукты: НЧ колебания и колебание с частотой $2\omega_0$ подавляются контуром.

Также в случае ломаной ВАХ получается неискаженная модуляция.

В реальности искажения всегда присутствуют. Чтобы снизить их до приемлемого уровня, снимают модуляционную характеристику и выбирают на ней рабочий участок, мало отличающийся от прямой.

При гармонической модуляции важной характеристикой является коэффициент глубины модуляции, определяемый по формуле

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}.$$

8.3. Детектирование амплитудно-модулированного сигнала

1) **Квадратичный детектор.** Пусть АМ сигнал (1) действует на элемент с квадратичной характеристикой: $s_{\text{вых}} = \alpha s_{\text{вх}} + \beta s_{\text{вх}}^2$. Подставив сюда выражение (1), нетрудно получить

$$s_{\text{вых}}(t) = \beta A^2 M s(t) + \frac{1}{2} \beta A^2 M^2 s^2(t) + \text{пост. составл.} + \text{ВЧ составл.}$$

Первое слагаемое – неискаженный первичный НЧ сигнал, второй член представляет собой искаженный НЧ сигнал. Остальные члены легко подавляются с помощью ФНЧ, в качестве которого обычно применяют интегрирующую RC-цепь.

Роль нелинейного элемента может выполнять диод, транзистор любого типа и т.п. Если сигнал достаточно мал, то детектор **на любом** нелинейном приборе будет **квадратичным**, так как члены более высоких степеней становятся исчезающе малыми, а линейный член дает только ВЧ составляющие.

Недостатки квадратичного детектора:

– Неизбежны искажения воспроизводимого НЧ сигнала, они растут с увеличением глубины модуляции.

– С уменьшением сигнала падает коэффициент преобразования $s_{\text{вых}}/s$ пропорционально A , т.е. происходит относительное подавление более слабого сигнала. В частности, если есть помеха (другой частоты) более сильная чем сигнал, то после детектирования ее относительная мощность станет еще больше. Отфильтровать помеху после детектирования уже невозможно, поскольку детектор не обладает избирательностью по отношению к несущей частоте сигнала.

2) **Диодный детектор** – наиболее часто применяется на практике. В режиме большого сигнала он работает, как выпрямитель: сигнал на его выходе практически повторяет огибающую входного АМ сигнала, т.е. получается неискаженная демодуляция. При малом же сигнале детектор является квадратичным. Следовательно, необходимо обеспечить на входе детектора достаточный уровень ВЧ сигнала (для полупроводникового диода – не менее 0,5 В). Очень важно также обеспечить хорошую фильтрацию помех других частот до детектора, так как детектор не различает несущих частот.

3) **Синхронный детектор** – параметрическое устройство, коэффициент передачи которого модулирован несущей частотой сигнала от вспомогательного генератора (гетеродина). По сути он представляет собой преобразователь частоты (см. ниже) на нулевую несущую.

После пропускания через ФНЧ получается **неискаженный** сигнал НЧ.

Преимущества синхронного детектора.

а) Частотная избирательность: помеха с другой несущей дает на выходе отклик на другой частоте, который можно подавить в ФНЧ.

б) Детектор является **линейным** как для больших, так и для малых сигналов.

в) Обеспечивается неискаженная демодуляция АМ сигналов с подавленной несущей и с однополосной модуляцией.

Главный недостаток: требуется обеспечить **точный синхронизм** гетеродина и несущего колебания. В противном случае возникают **сильнейшие искажения** – модуляция выходного сигнала биениями частотой $|\omega_0 - \omega_r|$.

Поэтому синхронный детектор имеет ограниченное применение.

8.4. Угловая модуляция

Сигнал с угловой модуляцией имеет вид

$$s(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = A \cos \psi(t), \quad (2)$$

причем $A = \text{const}$. Здесь $\psi(t)$ – фаза колебания, ω_0 – несущая частота. Величина

$$\omega(t) = \frac{d\psi}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi}{dt} \text{ называется мгновенной частотой.} \quad (3)$$

Пусть $x(t)$ – исходный сигнал НЧ. Возможны частные случаи:

1) $\varphi(t) = Mx(t)$ – фазовая модуляция (ФМ), при этом $\omega(t) = M \frac{dx}{dt} + \omega_0$. (4)

2) $\omega(t) - \omega_0 = Mx(t)$ – частотная модуляция (ЧМ), тогда $\varphi(t) = M \int x dt$. (5)

В общем случае связь $\varphi(t)$ и $\omega(t)$ с $x(t)$ может быть более сложной (чаще всего это именно так), но всегда модуляция фазы сопровождается модуляцией частоты, и наоборот.

Структура частотного спектра сигнала с УМ значительно сложнее, чем АМ сигнала. Даже в простейшем случае модуляции гармоническим колебанием частотой Ω спектр УМ сигнала содержит несущую частоту ω_0 и бесконечное множество боковых частот $\omega_0 + k\Omega$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Относительные амплитуды боковых с ростом k постепенно уменьшаются.

Пусть ω_d – амплитуда колебания мгновенной частоты, называемая *девиацией частоты*. Величина $m = \frac{\omega_d}{\Omega}$ (амплитуда колебания начальной фазы) называется *индексом модуляции*. Если $m \ll 1$, то в спектре преобладают несущая частота ω_0 и две ближайшие боковые $\omega_0 \pm \Omega$. Ширина спектра равна 2Ω . С увеличением m ширина спектра увеличивается. Когда $m \gg 1$, существенная часть спектра имеет ширину, равную удвоенной девиации: $2\omega_d$, что значительно больше, чем при АМ.

Поэтому УМ применяется главным образом в диапазоне метровых или более коротких волн. Использование УМ позволяет повысить

помехоустойчивость при приеме сигналов за счет расширения занимаемой полосы частот, поскольку увеличивается мощность боковых (т.е. информационных) составляющих по сравнению с АМ.

8.5. Реализация угловой модуляции и демодуляции

Простейший частотный модулятор представляет собой LC -автогенератор, у которого параллельно емкости контура подключен варикап. На варикап подается исходный НЧ сигнал, модулирующий емкость варикапа. В результате изменяется резонансная частота контура, а с ней и частота автогенератора.

Фазовую модуляцию проще всего осуществить, если исходный сигнал предварительно пропустить через дифференцирующую цепь, а затем подать на частотный модулятор. Тогда, согласно (4), на выходе получим фазомодулированный сигнал. Именно так формируется сигнал звукового сопровождения в телевидении, в УКВ радиовещании (FM- каналы). Т.е. в этих применениях модуляция ближе к фазовой, хотя традиционно ее называют частотной.

Для детектирования ЧМ сигналов используется LC -контур, настроенный так, что несущая частота ω_0 находится на склоне резонансной кривой. Тогда изменение мгновенной частоты приводит к изменению амплитуды. А далее ставится обычный амплитудный детектор (диодный).

Еще лучше взять два контура, один из которых настроен на частоту выше ω_0 , а другой – настолько же ниже, и полученные после амплитудного детектирования сигналы вычесть друг из друга. Этим достигается значительное удлинение линейного участка детекторной характеристики и увеличение ее крутизны.

Для детектирования ФМ сигналов используют ЧМ детектор, а затем выходной сигнал пропускают через интегрирующую цепь (формула (5)).

8.6. Преобразование частоты сигнала

В устройствах передачи и приема радиосигналов часто требуется осуществить сдвиг всего спектра сигнала по шкале частот с сохранением его структуры. При этом несущая частота сигнала ω_c заменяется другой высокой частотой $\omega_{пр}$, называемой *промежуточной частотой* (ПЧ), а вид и характер модуляции сохраняется:

$$s_{вх}(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \text{ преобразуется в } s_{вых}(t) = KA(t) \cos[\omega_{пр} t + \varphi(t) + \vartheta]. \quad (6)$$

Преобразование частоты дает возможность выполнить избирательное усиление и иную обработку сигнала **в наиболее удобном** для этого диапазоне частот.

Преобразователь частоты состоит из вспомогательного генератора – *гетеродина* и *смесителя*, содержащего нелинейный элемент и колебательные контуры (для подавления побочных продуктов). Обычно сигнал на входе смесителя мал по сравнению с напряжением гетеродина, вследствие чего

смеситель работает, как **линейное параметрическое устройство** с коэффициентом передачи $K_0 + K \cos(\omega_r t + \vartheta)$. (7)

В результате перемножения сигнала и (7) образуются колебания многих частот, среди которых будут и такие:

$$A(t) \cos[(\omega_c + \omega_r)t + \varphi(t) + \vartheta] \quad \text{и} \quad A(t) \cos[(\omega_c - \omega_r)t + \varphi(t) - \vartheta].$$

Если выходной контур настроен на частоту $\omega_c - \omega_r$, то на выходе получим сигнал с промежуточной частотой $\omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_r$. Колебания всех остальных частот подавляются контуром. Таким образом, можно осуществить перенос всего спектра сигнала с несущей частоты ω_c на более низкую промежуточную частоту $\omega_{\text{пр}}$. **Характер модуляции (как АМ, так и УМ) сохраняется полностью.**

Аналогично, если настроить выходной контур на частоту $\omega_c + \omega_r$, то получим преобразование на высокую ПЧ.

В качестве нелинейного элемента обычно используют транзистор. В диапазоне СВЧ часто применяют полупроводниковые диоды.

Отметим две существенные особенности преобразователя частоты.

1. При преобразовании на разностную ПЧ возможны два случая.

а) $\omega_c > \omega_r$, тогда $\omega_{\text{пр}} = \omega_c - \omega_r$, спектр переносится с ω_c на $\omega_{\text{пр}}$ **без изменений.**

б) $\omega_c < \omega_r$, тогда $\omega_{\text{пр}} = \omega_r - \omega_c$. В этом случае спектр преобразованного сигнала оказывается **зеркально обращенным**, верхняя и нижняя боковые полосы меняются местами.

2. Наличие побочных каналов приема. Самые вредные из них:

а) Канал, лежащий в полосе ПЧ: $\omega_{\text{п}} \approx \omega_{\text{пр}}$. Помеха с такой частотой проходит через смеситель без изменения несущей, и тогда ее уже никак не отделить от полезного сигнала.

б) "**Зеркальный**" канал – помеха с частотой $\omega_{\text{зерк}}$ такой, что $|\omega_{\text{зерк}} \pm \omega_r| \approx \omega_{\text{пр}}$. На выходе смесителя она дает колебание с частотой близкой к $\omega_{\text{пр}}$, и уже не может быть отделена от полезного сигнала.

Для уменьшения помех по побочным каналам нужно увеличивать избирательность входной цепи, т.е. подавлять эти помехи еще до входа смесителя.

ТЕМА 9. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Импульсные устройства – обширная область техники. Она включает разнообразные генераторы импульсов, преобразователи их формы, устройства задержки, электронные ключи, триггеры, дешифраторы, регистры и многие другие.

Здесь рассматриваются только некоторые виды импульсных генераторов и триггер на биполярных транзисторах.

9.1. Генератор пилообразных колебаний на тиристоре.

В большинстве схем импульсных генераторов используется следующий принцип. Имеется один или несколько энергоемких элементов (L или C) и один или несколько активных элементов (транзистор и др.), причем активный элемент работает в режиме управляемого ключа, т.е. большую часть времени находится в одном из двух состояний. В первом состоянии реактивный элемент запасает энергию (от источника питания), а во втором состоянии активного элемента значительная часть этой энергии рассеивается в сопротивлениях. Далее процесс вновь повторяется.

Таким образом, схема релаксирует из одного состояния в другое и обратно, поэтому такие генераторы называются *релаксационными*. Форма колебаний характеризуется резкими скачками. Стационарный режим наступает почти сразу после включения схемы.

Рассмотрим простейшую схему этого рода – импульсный генератор на тиристоре, представленную на рис.1. Для простоты пренебрежем пока паразитной индуктивностью ветви с тиристором и инерционностью самого тиристора. Тогда можем записать: $u = E - Ri$, $i = i_d(u) + Cdu/dt$, где $i_d(u)$ – ВАХ тиристора. Исключая i , приходим к одному уравнению

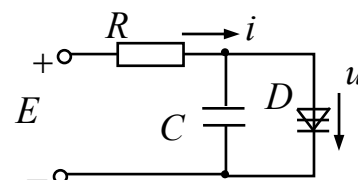


Рис.1

$$u = E - Ri_d - RC \frac{du}{dt} . \quad (1)$$

В состоянии покоя ($\frac{du}{dt} = 0$) имеем $u = E - Ri_d$. Допустим, что эта прямая имеет единственную точку пересечения с ВАХ, в которой $g_d = di_d/du < 0$.

При анализе устойчивости состояния покоя получим характеристический полином $pRC + 1 - R|g| = 0$.

Если $1 - R|g| < 0$, т.е. $R > 1/|g|$, то состояние покоя неустойчиво и в схеме возникнут автоколебания.

Пусть в момент включения питания $u(0)=0$, при этом $i_d = 0$. Из (1)

$$RC \frac{du}{dt} = E - Ri_d - u . \quad (2)$$

Видно, что $du/dt > 0$, поэтому u , а с ним i_d будут расти. В точке A по-прежнему $du/dt > 0$ согласно (2), но $u(t)$ по ВАХ расти не может. Данное противоречие разрешается тем, что происходит скачок из A в B , после чего уже $du/dt < 0$, и напряжение по ВАХ начинает уменьшаться. Дойдя до точки C , ток i_d скачком переходит в D (по той же причине). Далее процесс циклически повторяется.

Как видно, тиристор большую часть времени находится в закрытом состоянии (ветвь OA), при этом ток через него мал ($i_d \ll Cdu/dt$) и в это время конденсатор заряжается через R от источника E . Когда напряжение достигает значения U , тиристор открывается (ветвь CB) и ток i_d большой величины быстро разряжает конденсатор.

В действительности перепады i_d от A к B и от C к D имеют конечную (хотя и очень малую) длительность из-за инерционных свойств тиристора и наличия паразитной индуктивности.

Форма $u(t)$ на восходящем участке близка к экспоненте, которая в свою очередь мало отличается от прямой на своем начальном участке. Следовательно, если $U < 0,3E$, то получим почти линейно растущее напряжение.

Из (2) можно найти длительность периода автоколебаний:

$$T \approx RC \int_{U_0}^{U_n} \frac{du}{E - u} = RC \ln \frac{E - U_0}{E - U_n}.$$

Как видим, на T влияют многие факторы: R , C , E , форма ВАХ, поэтому частота автоколебаний не отличается стабильностью.

Высокая стабильность частоты можно обеспечить за счет внешней синхронизации от задающего стабильного генератора. Если используется управляемый тиристор (тринистор), то сигнал синхронизации удобнее всего подавать на управляющий электрод. При этом можно реализовать режим деления частоты.

Для повышения линейности $u(t)$ вместо R можно применить стабилизатор тока на транзисторе.

Если параметры схемы выбраны так, что прямая $E - Ri_d$ пересекает ВАХ ниже A или выше C , то единственное состояние покоя устойчиво (по отношению к малым возмущениям). Однако достаточно сильное кратковременное воздействие может вывести схему из состояния равновесия и она совершит один импульсный цикл, после чего останется в состоянии покоя. Такой режим работы называется ждущим.

Если прямая $E - Ri_d$ имеет 3 точки пересечения с ВАХ, то схема имеет 2 устойчивых состояния покоя (триггерный режим). Анализ устойчивости в точке 2 здесь требует учета паразитной последовательной индуктивности L .

9.2. Мультивибратор на транзисторах.

Мультивибратор, который мы рассмотрим, относится к числу наиболее распространенных импульсных устройств, применяется в разных схемных вариантах.

Рассмотрим схему **симметричного мультивибратора на транзисторах** – рис.3, в которой $R_{к1} = R_{к2}$, $R_{б1} = R_{б2}$, $C_1 = C_2$. В состоянии покоя $i_c = 0$, следовательно, $i_{б1,2} \approx E/R_б$, и оба транзистора открыты. В зависимости от величины $R_б$ транзисторы могут быть или в активной области ВАХ (I) или насыщены (II). В случае I состояние покоя **неустойчиво** ввиду наличия

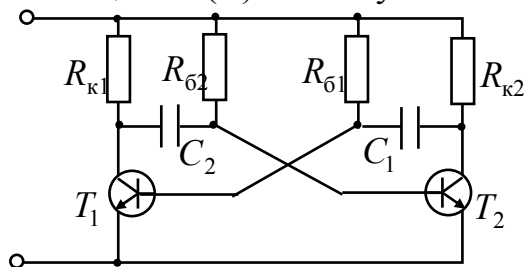


Рис.3

положительной ОС с $\beta \gg 1$. В случае II равновесие **устойчиво**, т.к. транзисторы не управляются токами базы. Однако автоколебания возможны и в этом случае (жесткое самовозбуждение). Лучше всего выбрать параметры так, чтобы транзисторы были в **неглубоком насыщении** и $\beta > 1$, тогда состояние покоя неустойчиво.

В режиме автоколебаний транзисторы находятся попеременно в состоянии насыщения (или близко к нему) и в состоянии отсечки тока коллектора.

Когда транзистор открыт, его сопротивление значительно меньше, чем $R_к$ и $R_б$. Поэтому будем считать транзистор идеальным ключом, который замыкает цепь коллектор-эмиттер при $u_{бэ} > 0$ и размыкает ее при $u_{бэ} < 0$.

Начнем рассмотрение с момента, когда $VT1$ открыт, а $VT2$ заперт, так как $u_{б2} < 0$ за счет напряжения на C_2 . Открытое состояние $VT1$ поддерживается током $i_{б1}$ через $R_{б1}$. Конденсатор C_1 заряжен почти до $+E$. В этом состоянии происходит перезарядка C_2 от источника питания через $R_{б2}$ и $VT1$.

В момент t' , когда становится $u_{с2} = 0$, $VT2$ открывается, а $VT1$ запирается, поскольку к базе $VT1$ оказывается приложено отрицательное напряжение на C_1 . Напряжение $u_{к2} = 0$, а $u_{к1}$ быстро возрастает до $+E$ по мере заряда C_2 через $R_{к1}$ и базу $VT2$. Поскольку $R_к \ll R_б$, заряд C_2 происходит значительно быстрее разряда.

Теперь транзисторы поменялись ролями: $VT2$ открыт, а $VT1$ заперт и находится в этом состоянии до тех пор, пока C_1 не разрядится до нуля через $R_{б1}$ и $VT2$. Далее весь процесс повторяется.

Форма напряжения на коллекторе каждого транзистора близка к прямоугольной. Переход от нуля до $+E$ происходит за время $(2 \div 3)R_кC$, в течение которого заряжается конденсатор. Переход от $+E$ до нуля происходит почти скачком: его длительность зависит от паразитных емкостей и инерционности транзистора.

Длительность одного импульса определяется временем разряда конденсатора, этот процесс описывается уравнением

$$E = u_C + R_6 C \frac{du_C}{dt} \quad \text{при начальном условии} \quad u_C(0) = -E.$$

Его решение есть $u_C(t) = E - 2Ee^{-t/R_6C}$. В конце импульса $u_C(\tau) = 0$: $E(1 - 2e^{-\tau/R_6C}) = 0$, отсюда получаем $\tau = R_6C \ln 2$.

Полный период равен $T = \tau_1 + \tau_2 = \ln 2(R_{61}C_1 + R_{62}C_2)$. Если обе половины схемы симметричны, то $\tau_1 = \tau_2$ и $T = 2 \ln 2 \cdot R_6C$.

Благодаря использованию режимов насыщения и отсечки транзисторов форма их ВАХ, а также значение E влияют на T лишь во втором приближении. Автоколебательные мультивибраторы на транзисторах широко применяются в качестве задающих генераторов там, где не требуется очень высокая стабильность частоты, например, в генераторах развертки луча в осциллографах и телевизорах. Если требуется более высокая стабильность частоты, можно применить режим внешней синхронизации или АПЧ. В режиме внешней синхронизации легко осуществить **деление** частоты, для этого собственную частоту мультивибратора берут равной $f_M \approx f_{\text{внеш}}/n$, где $n = 2, \dots, 6$. Внешний источник можно подключать к базе одного из транзисторов через дифференцирующую RC -цепочку.

Можно улучшить форму колебания, сделав ее практически прямоугольной, если добавить в схему диоды VD и сопротивления R . При заперении транзистора ближайший к нему диод тоже запирается и отключает конденсатор от коллектора. Напряжение u_K почти скачком возрастает до $+E$, а конденсатор заряжается через R , минуя R_K .

Для работы в **ждушем** режиме чаще применяют **несимметричную схему мультивибратора**. На рис.4 показана схема одного из вариантов (ждуший мультивибратор с эмиттерной связью).

В состоянии покоя $u_{62} > 0$, а $u_{61} < 0$ за счет выбора параметров делителя R_1, R_2 и сопротивления R_3 , поэтому $VT1$ заперт, а $VT2$ открыт до насыщения. Конденсатор C заряжен почти до E . **Это состояние устойчиво.**

Пусковой импульс открывает $VT1$, одновременно запирается $VT2$ напряжением на C . В этом квазистойчивом состоянии транзисторы остаются и после окончания пускового импульса до тех пор, пока не станет $u_C = 0$. Тогда $VT2$ открывается, $VT1$ запирается, и выходной импульс (положительной полярности) заканчивается. Его длительность $\tau = RC \ln 2$ (в первом приближении).

Полное восстановление исходного состояния наступает несколько позже, когда C зарядится через R_{K1} и $VT2$.

Ждуший мультивибратор широко применяется для формирования импульсов с управляемой длительностью и управляемой задержкой, в качестве делителей частоты и в других устройствах. Например, его можно использовать

как реле времени (таймер), время срабатывания которого легко регулируется изменением R .

Еще одно применение: пусть сигнал представляет собой последовательность импульсов, информация закодирована в их взаимном расположении (например, длинная пауза — «тире» или «1», короткая пауза — «точка» или «0»). При передаче через многие устройства и на большие расстояния форма сигнала искажается и на него накладывается шум (беспорядочные флуктуации). Ждущий мультивибратор позволяет **восстановить (регенерировать)** исходный сигнал, если, конечно, шум не достигает порога срабатывания.

9.3. Транзисторный триггер, его применение в устройствах цифровой техники.

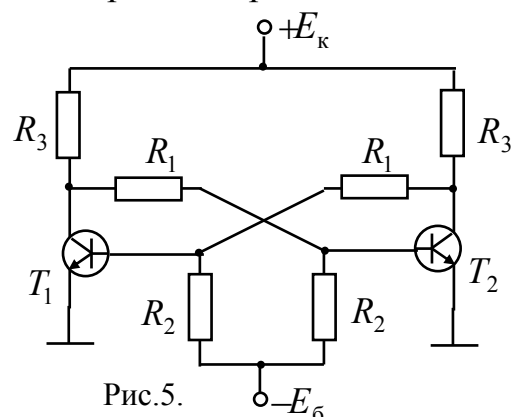
На рис.5 приведена одна из схем триггера. Благодаря связи между транзисторами по постоянному току (через R_1) схема имеет **два устойчивых состояния покоя**. В каждом из них один транзистор открыт до насыщения, а другой заперт. Состояние, при котором токи в обеих половинах схемы одинаковы, является неустойчивым, так как оба транзистора находятся в активной области ВАХ, и образуется усилитель с положительной ОС.

Для наглядного объяснения сказанного выше рассмотрим статическую характеристику этой схемы при разомкнутой петле обратной связи. С этой целью отсоединим R_1 от коллектора VT_2 и нагрузим последний внешней цепью с таким же потреблением тока. Получим два каскадно соединенных транзисторных ключа, нагруженных на третий такой же ключ.

Характеристика $u_{к2}(u_{вх1})$ показана на рис.6. В исходной схеме $u_{вх1} = u_{к2}$, чему соответствует прямая линия на рис.6. Три точки пересечения отвечают трем мыслимым состояниям покоя. В состоянии **В** транзисторы находятся в активной области, где $\beta \gg 1$, поэтому оно неустойчиво. Состояния **А** и **С** устойчивы, так как $\beta < 1$.

Кстати, можно обойтись без источника $-E_6$, подобрав сопротивления R_1, R_2, R_3 .

Переход триггера из одного состояния в другое может происходить только под действием внешнего сигнала, превышающего некоторое **пороговое** значение. Обычно входной сигнал подается на базу одного из транзисторов, а выходом служит один из коллекторов. Таким образом, схема имеет два входа (прямой и инверсный) и два выхода. Мощность выходного сигнала **больше** пороговой мощности входного, что позволяет строить **разветвленные схемы**.



Важным параметром триггера является **время переключения**, оно определяется инерционностью носителей зарядов в транзисторах, паразитными емкостями и другими факторами. Чем меньше время переключения, тем выше быстродействие устройств на триггерах.

Триггер используется как **элементарная ячейка памяти** в современных цифровых устройствах. Весь компьютер построен на **транзисторных управляемых ключах**. Информация в компьютере представляется в форме двоичных чисел — кодовых комбинаций из нулей и единиц. Можно условиться, что состоянию $u \approx 0$ соответствует цифра 0, а $u \approx E$ означает цифру 1.

Для хранения n -разрядного двоичного числа применяется **регистр памяти** — система из n триггеров. Входы триггеров используются для записи и сброса, а выходы — для считывания (без разрушения информации) и передачи в другие устройства. На таких регистрах построены оперативные запоминающие устройства (ОЗУ), устройства управления, сумматоры, дешифраторы, логические схемы и другие узлы современного компьютера.

Существует много разновидностей триггеров, отличающихся по свойствам и режиму работы. Например, есть **асинхронные** триггеры (запись может производиться в любой момент времени) и **тактируемые (синхронные)**, в которых информация записывается только в момент подачи **тактовых импульсов** на специальный вход. Есть также **универсальные** триггеры, которые могут работать в том или ином режиме в зависимости от сигналов управления.

Триггеры имеют многочисленные применения: регистры памяти, регистры сдвига, счетчики импульсов, делители частоты, частотомеры, измерители временных интервалов и др.