

Отчет по лабораторной работе №1
Генератор гармонических колебаний

Выполнили студенты 430 группы
Войтович Д.А., Карусевич А.А., Разова А.А.

Нижний Новгород, 2018

1. Цель работы

Ознакомление с устройством генератора гармонических колебаний.

2. Назначение автогенератора

Данное устройство служит источником незатухающих колебаний синусоидальной формы с управляемой частотой.

3. Области использования

Автогенераторы находят широкое применение в радиотехнике (возбудители в радиопередатчиках, гетеродины в радиоприемниках), в измерительной технике (задающие генераторы в генераторах стандартных сигналов, опорные генераторы в схемах автоподстройки частоты), в устройствах автоматики и электронной техники (например, в электронных часах) и т.д. К наиболее важным техническим характеристикам автогенераторов относятся: диапазон рабочих частот, стабильность и точность выставления частоты, уровень гармоник в спектре выходного сигнала, уровень выходного сигнала.

4. Принцип работы схемы автогенератора

Любой автогенератор представляет собой нелинейное устройство, преобразующее энергию источника питания (источника постоянного напряжения) в энергию колебаний. При широком разнообразии известных схем автогенераторов каждая из них, помимо источника питания, должна иметь усилитель и цепь обратной связи. Поэтому в обобщенном виде схема автогенератора (см. рис.1) содержит четырехполосник в прямой цепи, соответствующий резонансному усилителю, и четырехполосник в обратной цепи. (Обратите внимание на взаимное расположение входов и выходов четырехполосников). Простейшая схема автогенератора (схема с трансформаторной обратной связью), где в качестве активного элемента резонансного усилителя использован транзистор, приведена на рис.2. На рис.2 пунктиром выделен четырехполосник обратной связи.

При изучении автогенератора первостепенное значение имеют два вопроса:

1. Механизм и условия возникновения колебаний.
2. Существование стационарных колебаний и их устойчивость



Рис. 1

5. Самовозбуждение автогенератора

При включении в схему автогенератора (рис.2) источников питания и при выполнении далее обсуждаемых условий в схеме возникают автоколебания. Механизм их возникновения заключается в следующем. Скачок напряжения на коллекторе приведет к быстрому изменению выходного тока транзистора, что вызовет ударное возбуждение резонансного контура. Возникшие в контуре колебания через трансформаторную связь проникают на базу транзистора и вызовут переменную составляющую выходного тока. При соответствующих условиях этот ток будет в фазе с током в резонансном контуре, и в результате возникшие за счет скачка напряжения питания собственные колебания в контуре могут со временем не только не ослабевать, но и усиливаться. По мере увеличения уровня колебаний все в большей степени будет проявляться нелинейность характеристик транзистора, что, в свою очередь, приведет к снижению скорости нарастания колебаний в контуре, а затем и к прекращению их роста - колебания приобретают стационарный характер.

При возникновении автоколебаний их уровень на некотором начальном интервале времени остается весьма малым. По этой причине при обсуждении условий самовозбуждения можно пользоваться линейной моделью в виде двух линейных четырехполюсников, соединенных по схеме на рис.1. Обозначим через $\dot{K}_{1(\omega)}$ и $\dot{K}_{2(\omega)}$ комплексные коэффициенты

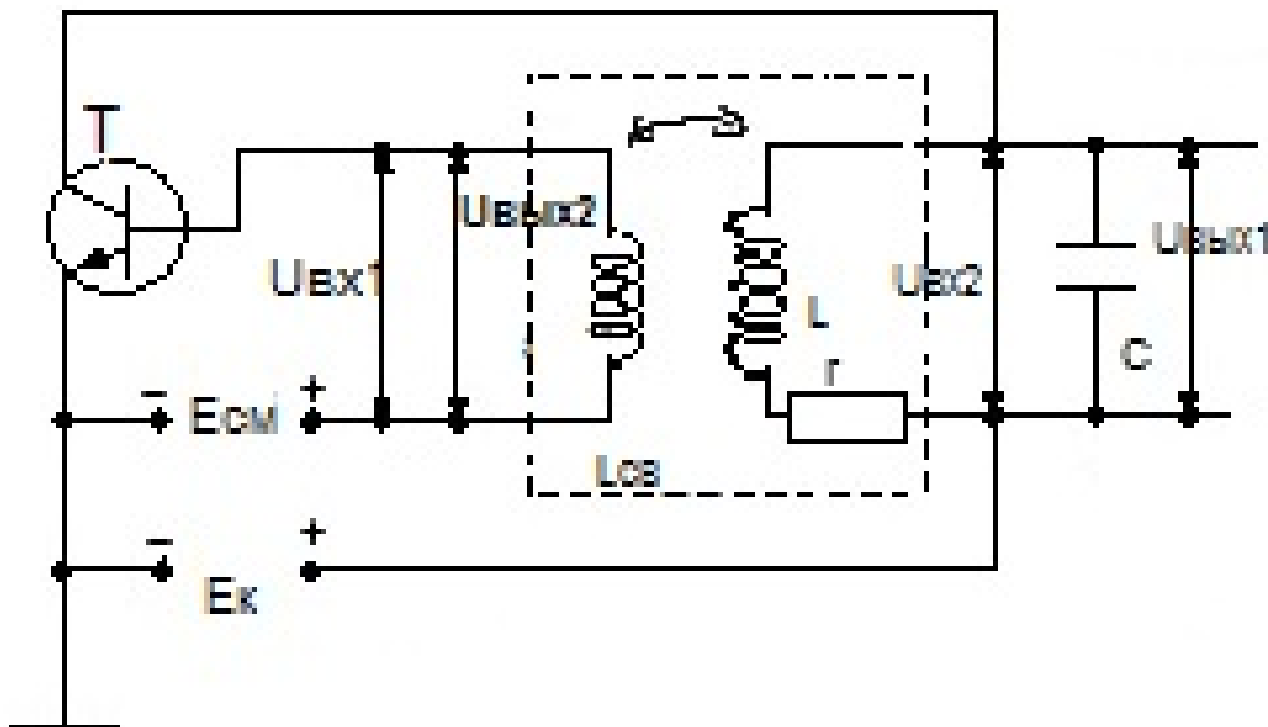


Рис. 2

передачи четырехполусников прямой и обратной цепи соответственно

$$\dot{K}_1(\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ1}}}{\dot{U}_{\text{ВХ1}}}$$

$$\dot{K}_2(\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ2}}}{\dot{U}_{\text{ВХ2}}}$$

где \dot{U} - комплексная амплитуда.

Перерисуем схему рис.1 в более удобном для обсуждения виде (см.рис.3). Легко заметить, что при $\dot{U}_{\text{ВХ}} = 0$, схемы на рис.1 и рис.3 совпадают.

Для линейного четырехполусника (рис.3) введем комплексный коэффициент передачи $\dot{K}(\omega)$

$$\dot{K}(\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}.$$

Поскольку

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{ВЫХ}} &= \dot{U}_{\text{ВЫХ1}} = \dot{U}_{\text{ВХ1}} \dot{K}_1(\omega) = \\ &= [\dot{U}_{\text{ВХ1}} + \dot{K}_2(\omega) \dot{U}_{\text{ВЫХ1}}] \dot{K}_1(\omega), \end{aligned}$$

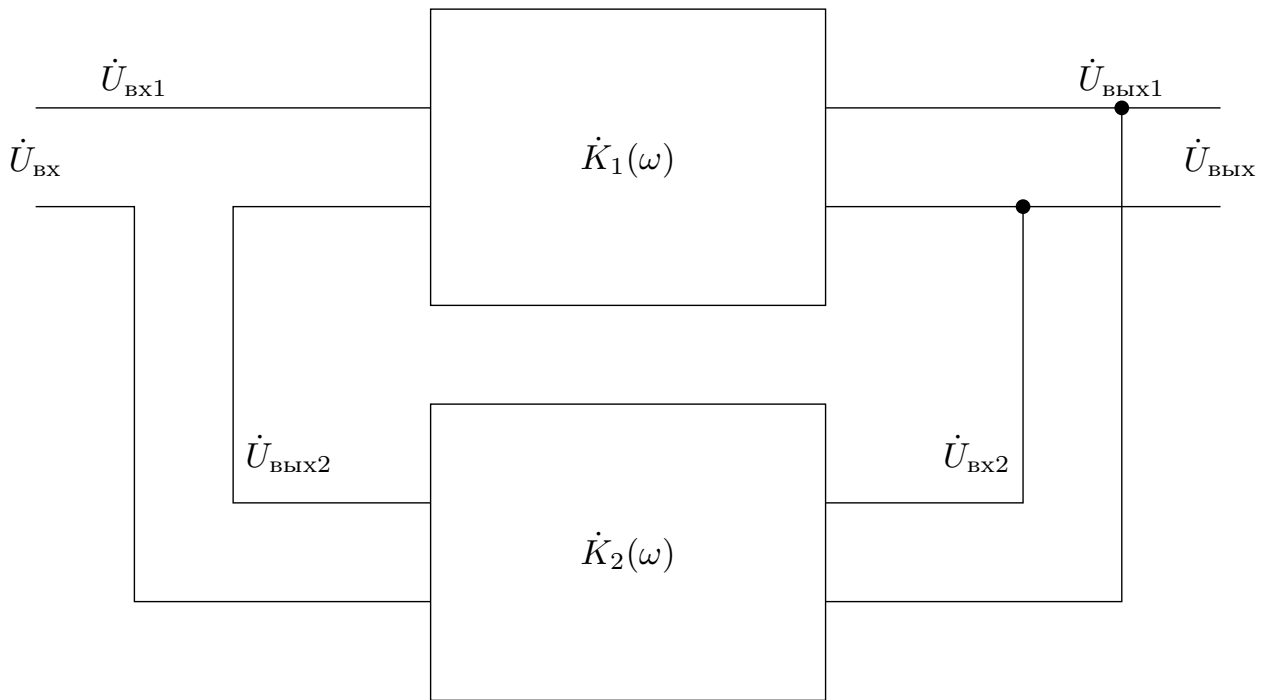


Рис. 3

то

$$\dot{K}(\omega) = \frac{\dot{K}_1(\omega)}{1 - \dot{K}_1(\omega)\dot{K}_2(\omega)}.$$

Наличие особой точки у комплексной функции $\dot{K}(\omega)$ при условии $1 - \dot{K}_1(\omega)\dot{K}_2(\omega)$ физически можно интерпретировать следующим образом: схема на рис.3 при выполнении условия $1 - \dot{K}_1(\omega)\dot{K}_2(\omega)$ выдает на выходе колебание с ненулевой амплитудой при бесконечно малой (нулевой) амплитуде колебания на входе. Следовательно, схема на рис.3 при названных условиях является автогенератором.

Условия самовозбуждения вытекают из равенства

$$1 - \dot{K}_1(\omega)\dot{K}_2(\omega) = 0.$$

Отсюда

$$|\dot{K}_1(\omega)||\dot{K}_2(\omega)| = 1, \quad \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) = 2\pi n, \quad (1)$$

где $\varphi_1(\omega)$ и $\varphi_2(\omega)$ - аргументы функций $\dot{K}_1(\omega)$ и $\dot{K}_2(\omega)$; n - целое число. Первое условие получило название "баланс амплитуд" второе - "баланс фаз".

Равенства (1) можно рассматривать как уравнения относительно переменной ω . Корни этих уравнений являются теми частотами, на которых возможно возбуждение. Частота генерации - корень системы уравнений (1).

Таким образом, если в схеме автогенератора на какой-либо частоте ω^* модуль комплексного коэффициента передачи разомкнутого кольца обратной связи $|\dot{K}_1(\omega)||\dot{K}_2(\omega)|$ равен

1, а суммарный набег фаз при прохождении сигнала с этой частотой по тому же кольцу составит $2\pi n$, то в схеме произойдет самовозбуждение. Частота генерируемых колебаний будет равна ω^* .

Выполнение условий самовозбуждения, по существу, означает, что возникшие колебания схемой автогенератора будут поддерживаться на неизменном уровне; неизбежные потери в кольце обратной связи полностью скомпенсированы.

Если условие $|\dot{K}_1(\omega)||\dot{K}_2(\omega)| = 1$ не выполнено, имеем

1. $|\dot{K}_1(\omega)||\dot{K}_2(\omega)| = 0$ при $\dot{K}_2(\omega) = 0$ - резонансный усилитель;
2. $|\dot{K}_1(\omega)||\dot{K}_2(\omega)| < 1$ при $\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) = 2\pi n$ - регенеративный усилитель;
3. $|\dot{K}_1(\omega)||\dot{K}_2(\omega)| > 1$ при $\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) = 2\pi n$ - генератор нарастающих колебаний.

Рассмотрим каждый из этих случаев.

5.1. Резонансный усилитель

При малом уровне входного сигнала усилитель работает в линейном режиме: $\dot{K}(\omega)$ является его исчерпывающей характеристикой. При возрастании амплитуды входного колебания $U_{\text{вх}}(t) = U_0 \cos \omega_0 t$ линейность усилителя будет нарушена. Аппроксимируя проходную динамическую характеристику транзистора $i_k = f(U_{\text{вх}})$ степенным полиномом степени N , выходной ток усилительного каскада можно записать в виде

$$i_{\text{вых}} = \sum_{n=0}^N b_n U_{\text{вх}}^n, \quad (2)$$

где b_n - постоянные коэффициенты. Подставив в (2) выражение для $U_{\text{вх}}(t)$, находим амплитуду первой гармоники выходного тока в виде

$$I_1 = U_0 [b_1 + \frac{3}{4}b_3 U_0^2 + \frac{5}{8}b_5 U_0^4 + \dots], \quad (3)$$

По аналогии с линейным случаем, где $I_1 = S_0 U_0$, S_0 - крутизна в рабочей точке, для нелинейного усилителя можно записать

$$I_1 = S_{\text{cp}}(U_0) \cdot U_0 \quad (4)$$

$S_{\text{cp}}(U_0)$ - средняя крутизна, которая находится из (3) в соответствии с определением $S_{\text{cp}}(U_0) = I_1/U_0$:

$$S_{\text{cp}}(U_0) = b_1 + \frac{3}{4}b_3 U_0^2 + \frac{5}{8}b_5 U_0^4 + \dots \quad (5)$$

Как следует из (5), зависимость $S_{cp}(U_0)$ полностью определяется коэффициентом аппроксимирующего полинома b_{2n+1} , а сами коэффициенты зависят как от типа электронного прибора и нагрузки, так и от режима его работы.

Чтобы выяснить характер зависимости $S_{cp}(U_0)$, рассмотрим рис.4а, где изображены проходная характеристика транзистора и ее крутизна.

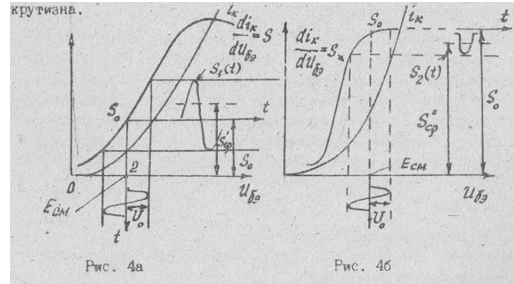


Рис. 4

Различие рисунков 4а и 4б состоит в том, что в первом случае с помощью смещения $E_{см}$ рабочая точка выбрана на нелинейном участке проходной характеристики, во втором случае - на линейном, где в окрестности рабочей точки $S \approx \text{const}$. При воздействии на усилитель входного синусоидального напряжения с достаточно большой амплитудой U_0 крутизна характеристики описывается периодическими функциями времени $S_1(t)$ и $S_2(t)$, а постоянные составляющие S'_{cp} и S''_{cp} являются значениями средней крутизны, соответствующими амплитуде U_0 . Нетрудно заметить, что при увеличении амплитуды входного колебания в случае рис.4а $S_{cp}(U_0)$ будет возрастать, в случае рис.4б - падать. На рис. 5 представлены два характерных вида зависимости $S_{cp}(U_0)$, при этом кривая 1 соответствует рис.4а, кривая 2 - рис.4б.

Зависимость (4) амплитуды первой гармоники выходного тока I_1 от амплитуды колебания на входе U_0 , получившая название "колебательной характеристики в соответствии с кривыми на рис.5 так же имеет два характерных вида. На рис.6 - кривая 1 и 2 соответствуют кривым 1 и 2 на рис.5. Поскольку при настройке контура усилителя на частоту усиливаемого сигнала фаза напряжения на контуре совпадает с фазой первой гармоники тока, то кривые на рис.6 отражают и характер зависимостей $U_k = f(U_0)$

Коэффициент усиления по первой гармонике при работе усилителя в режиме большого сигнала $\dot{K}(\omega_0)$ в соответствии с (4) и рис.6 является зависимым от U_0 .

$$\dot{K}(\omega) = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = U_k / U_{\text{вх}} = f(U_0). \quad (6)$$

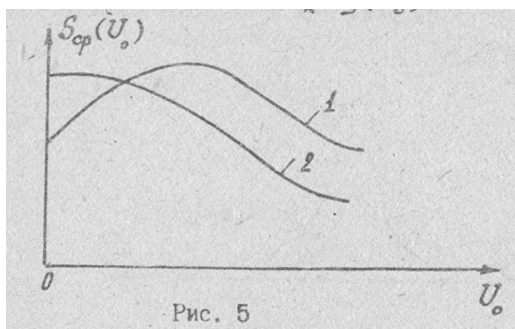


Рис. 5

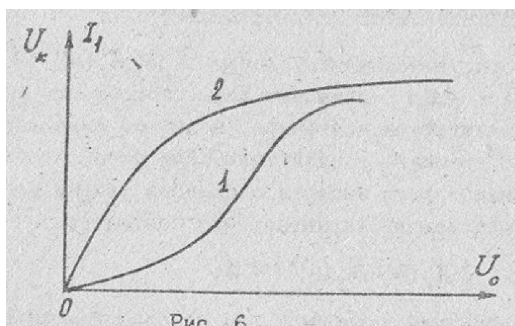


Рис. 6

5.2. Регенеративный усилитель

При положительной обратной связи в усилителе, т.е. при $\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) = 2\pi n$, при $0 < |\dot{K}_1(\omega)| |\dot{K}_2(\omega)| < 1$ автоколебания в схеме на рис.2 отсутствуют, а сама она представляет собой регенеративный усилитель. В радиотехнике под регенерацией подразумевается частичная компенсация потерь в колебательной системе с помощью положительной обратной связи. Явление регенерации позволяет повысить коэффициент усиления усилителя и его избирательность. Компенсация потерь увеличивает добротность контура. На рис.?? иллюстрируется влияние степени связи (т.е. величины $|\dot{K}_2(\omega)|$) на усиления и избирательность.

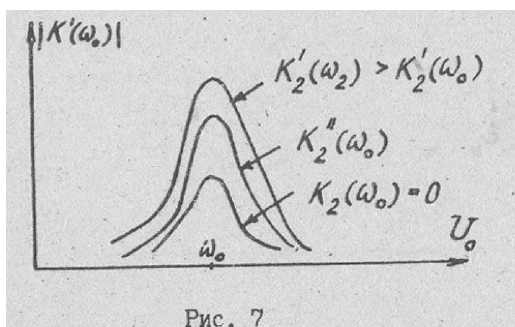


Рис. 7

Наряду с отмеченными положительными свойствами регенеративного усилителя, ему свойственен и существенный недостаток - опасность возбуждения усилителя за счет случайных изменений $K_1(\omega)$.

5.3. Ограничение нарастающих колебаний. Стационарный режим генератора

Строго говоря, выполнение условия $\dot{K}_1(\omega)\dot{K}_2(\omega) = 1$, при $\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) = 2\pi n$ означает лишь способность схемы на рис.3 поддерживать незатухающие колебания, если они возникнут в ней за счет какого-либо внешнего воздействия. Для того, чтобы автоколебания достигли некоторого наперед заданного уровня необходимо обеспечить им нарастающий характер, что соответствует условию

$$|\dot{K}_1(\omega)\dot{K}_2(\omega)| > 1.$$

По мере роста амплитуды колебаний все в большей мере будет проявляться нелинейность усилителя в прямой цепи. При этом средняя крутизна в соответствии с рис.5 будет уменьшаться, снижая $K_1(\omega_0)$. Снижение $K_1(\omega_0)$, в конечном итоге, приведет к тому, что будет выполнено условие

$$\dot{K}_1(\omega_0)\dot{K}_2(\omega_0) = 1.$$

На этом рост амплитуды колебаний прекратится: переходный режим завершится, наступит стационарный режим автогенератора.

Определение стационарной амплитуды колебаний удобно проводить с использованием колебательной характеристики (рис.8) На рис.8 в одной системе координат представлены две зависимости (см.рис2)

$$U_{\text{вых1}} = K_1(\omega_0)U_{\text{вх1}}$$

- колебательная характеристика (кривая 1)

$$U_{\text{вх2}} = \frac{1}{K_2(\omega_0)}U_{\text{вых2}}$$

или

$$U_{\text{вых1}} = \frac{1}{K_2(\omega_0)}U_{\text{вх1}}$$

- прямая обратной связи (кривая 2).

Точка пересечения кривых 1 и 2 (точка α) означает

$$K_1(\omega_0) = \frac{1}{K_2(\omega_0)}$$

или

$$K_1(\omega_0)K_2(\omega_0) = 1, \quad (7)$$

т.е. соответствует стационарной амплитуде автоколебаний.

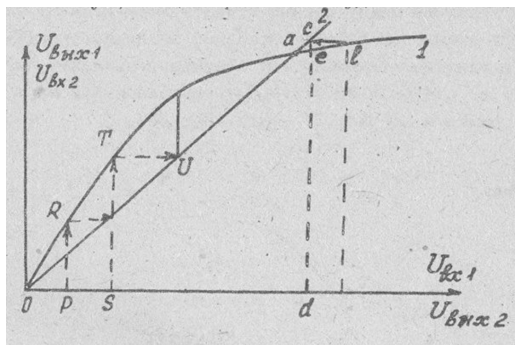


Рис. 8

Отметим, что точка O тоже удовлетворяет условию (7) и соответствует второму стационарному состоянию. Убедимся, что точка a соответствует устойчивому стационарному состоянию, а точка O - неустойчивому.

Пусть схема находится в точке O . Если флуктуация приведет к амплитуде напряжения база-эмиттер, то амплитуда напряжения на контуре будет R : по обратной связи это вызовет увеличение амплитуды напряжения база-эмиттер до величины S , что, в свою очередь, вызовет переход в точку T и т.д., пока схема не придет к точке a .

Проведем аналогичные рассуждения относительно состояния в точке a . Пусть флуктуация выведет амплитуду напряжения на контуре из точки a в точку b . Через обратную связь (через точку c) это вызовет амплитуду напряжения база-эмиттер величиной d , но ей будет соответствовать амплитуда e напряжения на контуре. Другими словами, схема вернется в состояние a , что и доказывает устойчивость этого состояния.

Совершенно аналогичным путем легко доказать устойчивость состояний O и a и неустойчивость состояния b для схемы, имеющей иной вид колебательной характеристики (рис.9).

Режим возбуждения автогенератора, проиллюстрированный рис.8, называют мягким, режим, соответствующий рис.9 - жестким режимом возбуждения. Различие между мягким и жестким режимами возбуждения, выявляемое при сравнении рис.8 и рис.9, наглядно прослеживается и в характере зависимости амплитуды стационарных колебаний от степени связи, т.е. от величины $K_2(\omega_0)$ представленной на рис.?? для мягкого режима и на рис.?? - для жесткого.

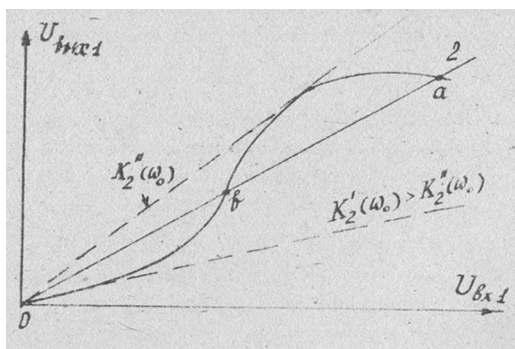


Рис. 9

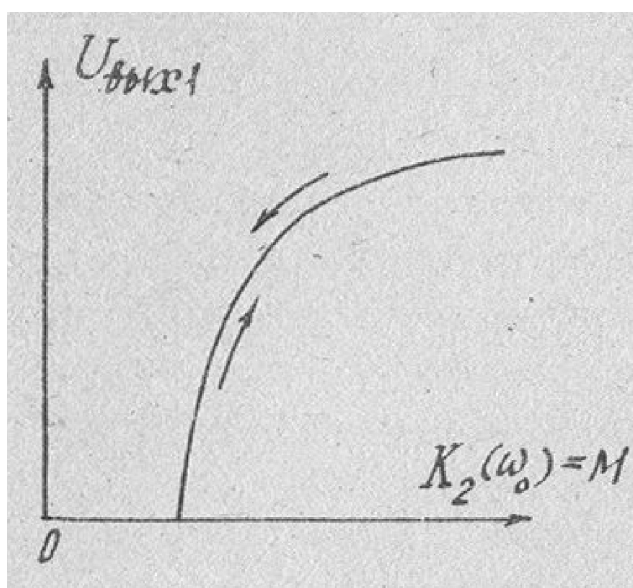


Рис. 10

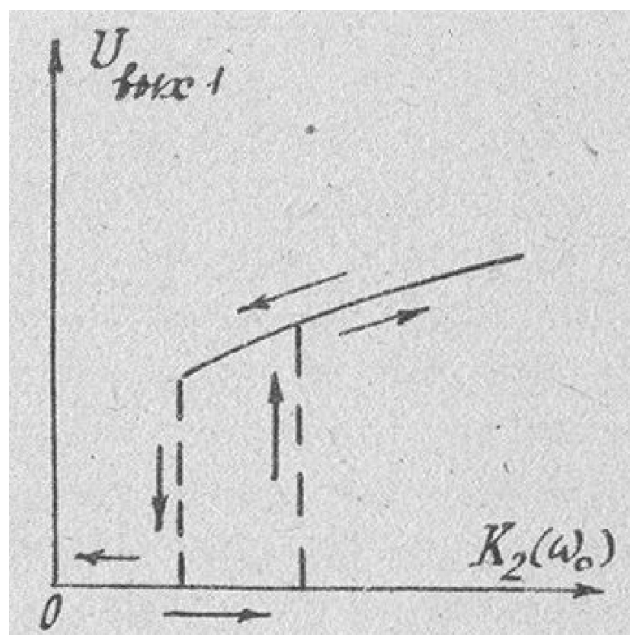


Рис. 11

Наличие петли гистерезиса на рис.?? объясняется тем, что колебания возникают при связи, большей, чем связь, при которой происходит срыв колебаний. Это обстоятельство становится ясным из рис.9: колебания возбуждаются при связи $K_2'(\omega_0)$, а срываются при $K_2''(\omega_0) < K_2'(\omega_0)$.

Следует заметить, что для возникновения колебаний в автогенераторе с жестким режимом возбуждения необходим внешний толчок, достаточный, чтобы вывести схему вверх через порог, задаваемый точкой b (см.рис.9).

6. Анализ схемы автогенератора

Существует множество различных вариантов технической реализации автогенератора.

Простейшая схема автогенератора с индуктивной обратной связью, где в качестве усиительного элемента использован транзистор, приведена на рис.2. Здесь избирательность по частоте обеспечивается параллельным колебательным контуром, включенным в коллекторную цепь транзистора T .

Колебательный контур, собственные потери которого характеризуются сопротивлением r , на резонансной частоте $\omega_0 = 1/LC$ имеет сопротивление $R = \rho^2/r$, где $\rho = \sqrt{L/C}$. Добротность контура $Q = \rho/r \gg 1$

Для анализа процессов, происходящих в генераторе, воспользуемся его эквивалентной схемой по переменному току, изображенной на рис.12.

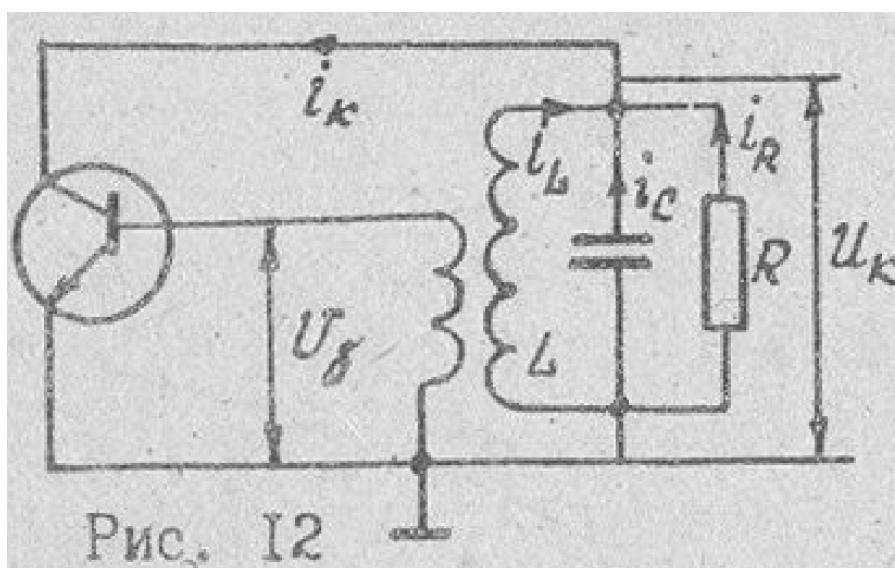


Рис. 12

Коллекторный ток

$$i_k = i_C + i_R + i_L$$

$$i_C = C \frac{dU_k}{dt}$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int U_k dt$$

$$i_r = \frac{U_k}{R}$$

- соответственно ток через емкость, сопротивление и индуктивность колебательного контура.

Если рассматривать ту область частот, где инерционными свойствами транзистора, т.е. зависимостью его параметров от частоты, можно пренебречь, то ток коллектора в зависимости от напряжений на базе U_6 на коллекторе U_k транзистора можно представить в виде функции $i_k(t) = i_k(U_6(t), U_k(t))$. Приемлимой аппроксимацией является представле-

ние этой функции в виде $i_k = i_k(U_6 - DU_k)$, когда i_k зависит не от каждого из напряжений U_6 и U_k в отдельности, а от управляющего напряжения $U_{упр} = U_6 - DU_k$. Параметр D , называемый проницаемостью, характеризует влияние коллекторного напряжения на выходной ток транзистора. С учетом сказанного выше

$$i_k = i_k(U_6 - DU_k) = C \frac{dU_k}{dt} + \frac{U_k}{R} + \frac{1}{L} \int U_k dt \quad (8)$$

В пренебрежении током базы напряжение $U_6 = \frac{di_L}{dt}$, а $U_k = L \frac{di_L}{dt}$. Отсюда следует, что $U_{упр} = U_6 - DU_k = (M/L - D)U_k = \varkappa U_k$. Продифференцировав (8) по времени, получаем следующее нелинейное дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2 U_k}{dt^2} + \frac{d}{dt} \left[\frac{U_k}{CR} - \frac{1}{C} i_k(\varkappa U_k) \right] + \omega_0^2 U_k = 0 \quad (9)$$

Для его решения необходимо знать конкретную зависимость $i_k(\varkappa U_k)$, которая выше описана степенным полиномом (2).

При отсутствии внешних возмущений колебания в генераторе возникнут, когда будут выполнены условия его самовозбуждения. В этом случае выходное напряжение сначала будет нарастать со временем, а затем выйдет на стационарный уровень с постоянной амплитудой $U_{ст}$ (рис.13). Найдем

1. условия возникновения колебаний в автогенераторе
2. стационарную амплитуду автоколебаний.

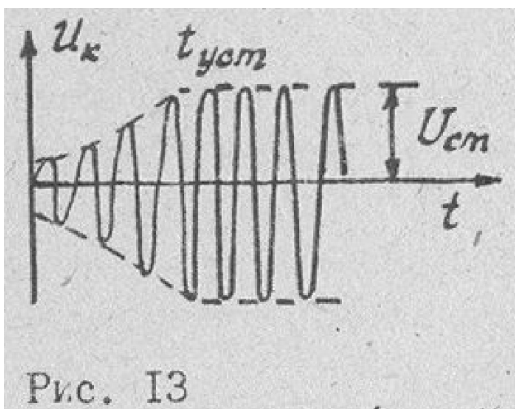


Рис. 13

Рассмотрим начальную стадию процесса генерации для времен много меньших времени установления колебаний $t_{уст}$. В этом случае уровень колебаний незначителен и транзистор находится в линейном режиме. В разложении $i_k = i_k(\varkappa U_k)$ по степеням $\varkappa U_k$ отличным от нуля будет лишь коэффициент $b_1 = S_0$, остальные $b_n = 0$ ($n \gg 2$).

Тогда вместо уравнения (9) получаем линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами

$$\frac{d^2 U_k}{dt^2} + 2\alpha \frac{dU_k}{dt} + \omega_0^2 U_k = 0 \quad (10)$$

в котором

$$2\alpha = \frac{1}{L} \left(r + \frac{\rho^2}{r_k^*} - \frac{S_0 M}{C} \right) \quad (11)$$

$r = \rho^2/R$ - собственное активное сопротивление колебательного контура, $\rho^2/r_k^* = r_{\text{вн}}$ - внесенное в контур сопротивление за счет шунтирующего действия на него внутреннего сопротивления транзистора r_k^* ; $-S_0 M/C = r_-$ - добавочное сопротивление, вносимое в контур за счет обратной связи.

Общее решение уравнения (10)

$$U_k = A_0 \exp(-\alpha t) \cos(\omega_{\text{св}} t + \varphi_0)$$

где A_0 и φ_0 - постоянные, зависящие от начальных условий, $\omega_{\text{св}} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ - частота колебаний. Так как добротность $Q \gg 1$, то $\alpha^2 \ll \omega_0^2$ и $\omega_{\text{св}} \approx \omega_0$

Амплитуда колебаний со временем будет расти, если $\alpha < 0$ или

$$\frac{S_0 M}{rC} > 1 + \frac{\rho^2}{r \cdot r_k^*} = 1 + \frac{R}{r_k^*} \quad (12)$$

Выполнение неравенства (12) означает, что автогенератор является неустойчивой системой. По этому признаку (12) есть условие самовозбуждения. Оно будет выполнено, если:

1. обратная связь положительна - коэффициент взаимной индукции M имеет такой знак, что сдвиг фазы между напряжениями коллектор-эмиттер и база-эмиттер равен $180^\circ (r_- < 0)$;
2. обратная связь достаточно глубокая - энергия, вносимая в контур, превышает энергию потерь ($|r_-| > r + r_{\text{вн}}$). Частота генерации $\omega_{\text{г}} \simeq \omega_0$

Если сопротивление коллекторного перехода $r_k^* \gg R$ - резонансного сопротивления, то условие самовозбуждения будет иметь более простой вид:

$$\frac{S_0 M}{rC} > 1 \quad (13)$$

Перепишем левую часть (13) в ином виде:

$$\frac{S_0 M}{rC} = S_0 \frac{1}{r} \frac{L}{C} \frac{M}{L} = (S_0 R) n = K_1 K_2,$$

где K_1 - коэффициент усиления резонансного усилителя; $n = K_2$ - коэффициент передачи трансформатора $L \div L_{\text{св}}$

Очевидно, что (13) совпадает с условием (1).

Нарастание колебаний происходит за время $t_{\text{уст}} \gg 2\pi/\omega_0$. Поэтому генерируемое напряжение почти синусоидально в каждый из текущих моментов времени t от начала генерации до ее установления, т.к. амплитуда и фаза колебаний являются медленными функциями времени. С учетом зависимости параметров транзистора от амплитуды в соответствии с квазилинейным методом S_0 нужно заменить на $S_{\text{ср}}$, а r_k^* на R'_i . Тогда вместо (9) будем иметь уравнение

$$\frac{d^2 U_k}{dt^2} - 2\alpha_{\text{ср}} \frac{dU_k}{dt} + \omega_0^2 U_k = 0 \quad (14)$$

где

$$2\alpha_{\text{ср}} = \frac{1}{L} \left(r + \frac{\rho^2}{R'_i} - \frac{S_{\text{ср}} M}{C} \right) \quad (15)$$

В стационарном режиме $U_k = \text{const}$. Следовательно, постоянны и R'_i и $S_{\text{ср}}$. Форма напряжения на контуре синусоидальна, что можно представить как результат решения уравнения для гармонического осциллятора

$$\frac{d^2 U_k}{dt^2} + \omega_0^2 U_k = 0 \quad (16)$$

Уравнения (14) переходит в (16), если $\alpha_{\text{ср}} = 0$, или

$$\frac{S_{\text{ср}} M}{rC} = 1 + \frac{R}{R'_i}$$

Полученное равенство определяет амплитуду стационарных колебаний и называется условием баланса амплитуд. Смысл его в том, что в стационарном режиме вносимая в контур энергия равна энергии потерь. Вносимая энергия характеризуется средним добавочным сопротивлением $r_-^{\text{ср}} = -S_{\text{ср}} M/C$, а энергия потерь - суммой $r + r_{\text{вн}}^{\text{ср}} = r + \rho^2/R'_i$. В установившемся режиме $|r_-^{\text{ср}}| = r + r_{\text{вн}}^{\text{ср}}$.

Если реакция коллекторного напряжения незначительна $R'_i \gg R$, то условием баланса амплитуд будет

$$\frac{S_{\text{ср}} M}{Cr} = 1 \quad (17)$$

Отметим, что поскольку величина $S_{\text{ср}} R$ является коэффициентом усиления по первой гармонике K_1 нелинейного резонансного усилителя, то (17) можно записать в виде

$$K_1 K_2 = 1$$

что совпадает с (7).

Из соотношения (17), используя экспериментальную зависимость $S_{\text{ср}}$ от амплитуды колебания на базе транзистора (см.рис.5), можно найти стационарную амплитуду этого колебания.

Значение стационарной амплитуды колебаний можно найти и с помощью колебательной характеристики. Действительно, с учетом (4) условие $K_1 K_2 = 1$ равносильно соотношению

$$\frac{I_1(U_6)}{U_6} R K_2 = 1$$

или

$$I_1(U_6) = U_6 \frac{1}{R K_2} \quad (18)$$

Используя экспериментальные зависимости (см.рисб) и графически отыскивая решение уравнения (18) относительно U_6 , получим искомое значение стационарной амплитуды.

7. Описание лабораторного макета

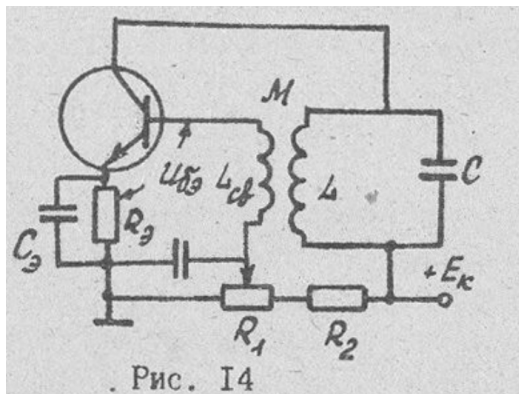


Рис. 14

Обычно автогенератор питают не от двух источников, как это изображено на рис.2, а от одного. Поэтому экспериментально в данной лабораторной работе будет исследоваться генератор, выполненный по схеме, изображенной на рис.14. В качестве усилительного элемента используется кремниевый $n-p-n$ транзистор КТ306 Б. Его начальный режим по постоянному току обеспечивается резисторами R_3 , R_1 и R_2 . Напряжение, снимаемое с R_1 может плавно изменяться, что позволяет изменять начальное напряжение смещения на базе $E_{см}$ (по отношению к

эмиттеру). Емкость $C_{бл}$ - блокировочная и служит для того, чтобы отфильтровать переменную составляющую напряжения, снимаемого с потенциометра R_1 . Сопротивление R_3 - элемент термостабилизации начальной рабочей точки. Емкость C_3 отфильтровывает переменную составляющую, напряжения на R_3 , если $1/\omega_0 C_3 \ll R_3$, и обеспечивает таким образом "заземление" эмиттера по переменному току. В результате транзистор оказывается включенным по схеме с общим эмиттером.

Помимо этого цепочка $R_3 C_3$ используется для получения дополнительного напряжения смещения, зависящего от уровня генерируемых колебаний. В начальной стадии генерации, когда транзистор еще не вошел в нелинейный режим работы $t \ll t_{уст}$, смещение на базе $E_{см}$ будет определяться положением движка потенциометра R_1 . По мере роста колебаний ток эмиттера приобретает форму импульсов с углом отсечки θ , зависящим от уровня напряжения U_6 . Причем импульсы тока эмиттера при попадании транзистора в режим насыщения не будут иметь провалов, характерных для тока коллектора. Это связано с тем, что прямое

(отпирающее) напряжение на коллекторном переходе уменьшает лишь ток коллектора, в то время как эмиттерный переход как был так и остается в режиме инжекции носителей. Поэтому мы можем считать, что ток эмиттера в стационарном режиме имеет форму импульсов, изображенных на рис.15 с углом отсечки θ . Его постоянная составляющая равна $I_{э0}$. Протекая через сопротивление $R_э$, она создает на нем дополнительное падение напряжения: $U_{доп} = I_{э0}R_э$, величина которого зависит от амплитуды напряжения на базе $U_б$. Чем больше $U_б$, тем больше величина $I_{э0}$ и тем больше значение $U_{доп}$. Емкость $C_э$ отфильтровывает переменную составляющую, т.к. ее импеданс $1/\omega_0 C_э \ll R_э$.

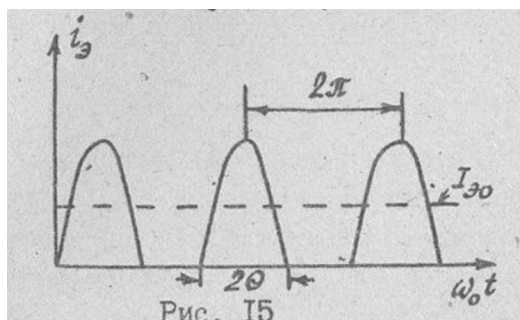


Рис. 15

Результирующее постоянное напряжение между базой и эмиттером $U_{бэ} = E_{см} - U_{доп}$, где $E_{см}$ - начальное напряжение смещения между базой и эмиттером, задаемое с помощью делителя $R_1 \div R_2$. Таким образом, рабочая точка транзистора будет смещаться в сторону меньших напряжений на базе, т.е. в область меньших углов отсечки. Это, во-первых, дает возможность работать транзистору в более выгодном энергетическом режиме, т.к. уменьшается по-

стоянная составляющая тока коллектора и, следовательно, мощность источника питания, рассеиваемая на коллекторном переходе.

Во-вторых, уменьшается влияние транзистора на колебательный контур и тем самым повышается стабильность частоты автогенератора.

8. Эксперимент