

LC – АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Автогенераторы широко применяются в устройствах связи, радиовещания, телевидения, в измерительных приборах, в устройствах вычислительной техники и т. д.

Любой автогенератор является нелинейным устройством, преобразующим энергию источника питания в энергию радиочастотных колебаний. Автогенератор обычно состоит из источника питания, усилительного прибора (активный элемент–АЭ), колебательной системы и цепи обратной связи (положительной обратной связи–ПОС). В качестве АЭ в автогенераторах используются электронные лампы, биполярные транзисторы, полевые транзисторы и другие электронные приборы. Как правило, процесс возникновения, и поддержания незатухающих колебаний в автогенераторах основан на эффекте ПОС.

Существуют автогенераторы работающие на других физических принципах, например:

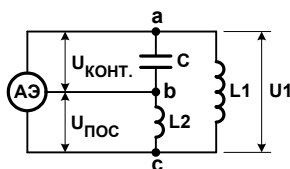
а) – автогенераторы, работающие на небольшом отрицательном участке вольтамперной характеристике (ВАХ) – автогенераторы на туннельном диоде. Такие автогенераторы иногда называют генераторы с **внутренней ПОС**;

б) – параметрические автогенераторы (варакторные генераторы) в которых возникновение и поддержание автоколебаний осуществляется за счет преобразования энергии накачки, нелинейно-параметрической реактивностью варактора (СВЧ варикапа), в незатухающие колебания необходимой частоты.

Автогенераторы с внутренней ПОС и параметрические автогенераторы далее рассматриваться не будут по причине узкого круга их применения.

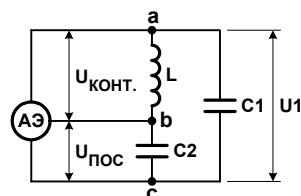
Основные требования, предъявляемые к автогенераторам это – высокая стабильность частоты генерируемых колебаний и высокая **чистота** спектра выходного колебания (низкая спектральная плотность мощности фазовых шумов – **СПМФШ**).

Наибольшее распространение получили две схемы LC-автогенераторов, первая имеет название индуктивной трехточки (или автотрансформаторная) – рис.1, вторая емкостной трехточки – рис.2.



$$L = L1 + L2, \quad f_{\Gamma} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Рис.1 индуктивная трехточка.



$$C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}, \quad f_{\Gamma} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Рис.2 емкостная трехточка.

Автогенераторы рис.1 и рис.2 относятся к классу генераторов с минимальной связью.

В схеме индуктивной трехточки (рис.1) используется резонансная система – **параллельный контур второго вида**, а в схеме емкостной трехточки (рис.2) – **параллельный контур третьего вида**.

Приравнивая по очереди потенциалы узлов **а**, **б** и **с** к нулевому уровню по высокой частоте из функциональной схемы индуктивной трехточки (рис.1) получаем три схемы автогенераторов – рис.3а, б, в, аналогично из функциональной схемы емкостной трехточки (рис.2) так же получаем три схемы автогенераторов – рис.4а, б, в.

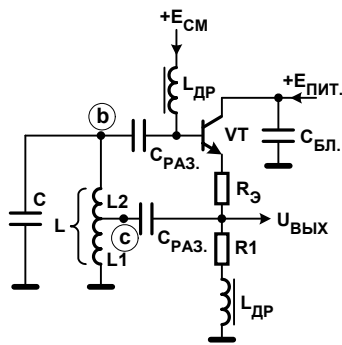


Рис.3а

Схема с общим эмиттером и с заземленным коллектором

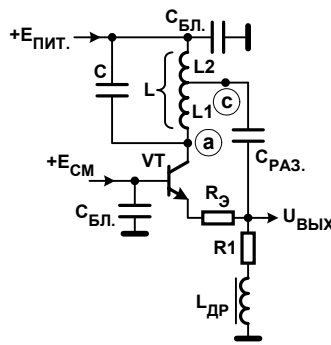


Рис.3б

Схема с общей базой

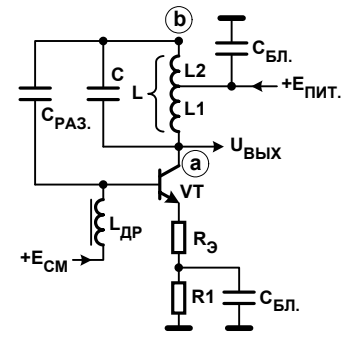


Рис.3в

Схема с общим эмиттером

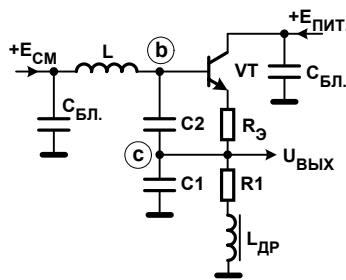


Рис.4а

Схема с общим эмиттером и с заземленным коллектором

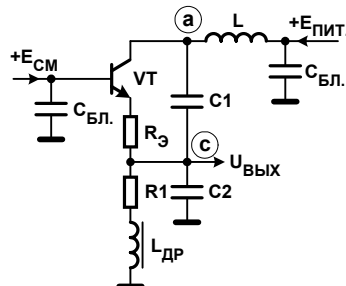


Рис.4б

Схема с общей базой

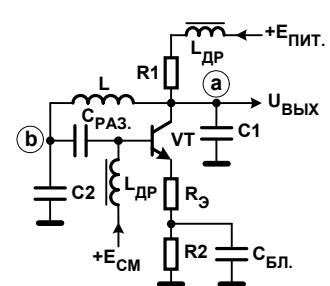


Рис.4в

Схема с общим эмиттером

Обратите внимание на расположение элементов **L2** и **C2**, с которых снимается напряжение положительной обратной связи **UПос**. Для любой схемы количество витков **L2** всегда должно быть меньше количества витков **L1** для индуктивной трехточки: $2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot L2 = X_{L2} < X_{L1} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot L1$, а для емкостной трехточки величина емкости **C2** всегда должна быть больше чем **C1**: $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot C2} = X_{C2} < X_{C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot C1}$. То есть напряжение **UПос** должно быть небольшого уровня необходимого только для возникновения процесса автогенерации колебаний. Это необходимо для правильного режима работы автогенератора без захода транзистора в перенапряженный режим, при этом обеспечивается низкий уровень высших гармонических составляющих и низкий уровень СПМФШ.

Более подробного пояснения требуют схемы рис.3а и рис.4а эти схемы **с общим эмиттером и с заземленным коллектором**, а не эмиттерный повторитель!

Как отличить эмиттерный повторитель от схемы с общим эмиттером и с заземленным коллектором? Необходимо напомнить, что термин “общий” характеризует электрод электронного прибора, являющийся общим, как для входного, так и для выходного сигнала [1]. Термин “общий” не следует путать с термином “заземленный”, хотя обычно общий электрод, как правило, является одновременно и заземленным по высокой частоте.

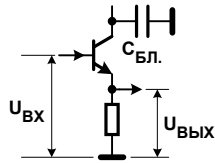


Рис.5

В обычной схеме эмиттерного повторителя рис.5, для сигналов $U_{вх}$ и $U_{вых}$ общим электродом является “заземленный” проводник “корпус” и коллектор транзистора “заземленный” по высокой частоте.

Но есть исключения, например: в схеме с общим эмиттером и с заземленным коллектором рис.6 общим электродом для сигналов $U_{вх}$ и $U_{вых}$ является эмиттер, хотя коллектор также “заземлен” по высокой частоте. Резистор R_k – это сопротивление коллекторной нагрузки, хотя резистор подключен к эмиттеру.

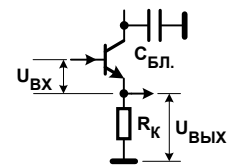


Рис.6

Транзисторные каскады по схеме общий эмиттер с заземленным коллектором довольно часто применялись в простых схемах передатчиков и трансиверов рис.7.

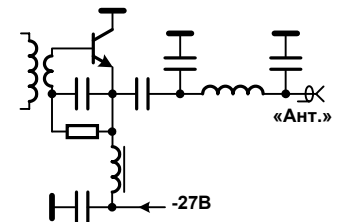


Рис.7

Не зависимо от схемы включения при прочих равных условиях (ток, коэффициент ПОС и т. д.) все автогенераторы (рис.3а, б, в и рис.4а, б, в) имеют одинаковые энергетические и основные параметры (стабильность частоты и уровень СПМФШ), если они построены на одном и том же электронном приборе. С точки зрения технологичности наибольшее распространение получили генераторы, выполненные по схеме емкостной трехточки, так как индуктивность без отводов изготовлять проще и дешевле.

Для приемников КВ диапазона с большим динамическим диапазоном от LC-автогенератора требуется низкий уровень фликкер-шума и СПМФШ для уменьшения эффекта обратного преобразования шумов гетеродина.

Для обеспечения низкого уровня СПМФШ необходимо выбирать активные компоненты с низким коэффициентом шума $K_{ш}$. Использовать отрицательную обратную связь по высокой частоте, роль которой выполняет резистор $R_э$ ($R_э \cong 20...50$ Ом), при этом можно снизить уровень фазовых шумов еще на 15...20 дБ [2, 3]. Режим работы генератора должен быть оптимизирован по минимуму отношения $P_{ш}/P_c$ ($P_{ш}$ – мощность шума, P_c – мощность несущего колебания).

Из трех основных составляющих шума (тепловой, дробовой и низкочастотный фликкер-шум $1/f$) у биполярных транзисторах преобладает дробовая составляющая, мощность которой пропорциональна току, это обстоятельство не позволяет увеличить мощность несущего колебания – P_c , что бы отношение $P_{ш}/P_c$ стремилось к минимуму.

В полевых транзисторах в основном присутствует тепловая составляющая шума не зависящая от тока. Отсюда следует, что с ростом мощности генерируемого колебания (пропорционального квадрату тока) отношение $P_{ш}/P_c$ уменьшается быстрее в полевых транзисторах, чем в биполярных транзисторах. Но не все полевые транзисторы обладают указанным преимуществом, а только их часть – приборы с управляющим р-п-переходом (по зарубежной терминологии JFET) а именно КП312, КП341, КП601 и BF861, BF862 ф. Philips а так же им подобные. Автогенераторы на полевых транзисторах с управляющим р-п-переходом по качеству выходного колебания превосходят генераторы на биполярных транзисторах [4]. Последнее обстоятельство весьма важно для ведомых генераторов в синтезаторах, так как позволяет иметь узкую полосу кольца ФАПЧ, что, в общем, дает возможность минимизировать СПМФШ как в ближней так и в дальней зоне.

Спектральная чистота выходного колебания генератора управляемого напряжением (ГУН) определяется не только режимом активного элемента, но и неизохронностью колебательной системы, обусловленной наличием варикапов [5]. При введении варикапов в колебательную систему возрастает спектральная плотность фазовых шумов, из-за увеличения амплитудно-фазовой конверсии, снижения добротности контура и неизохронности флуктуаций емкостей варикапов. Под воздействием высокочастотного напряжения, модулированного по амплитуде шумом (очень даже маленького уровня 30 нВ ... 100 нВ – **нановольт !**), будет модулирована и динамическая емкость варикапа, а значит, осуществится переход паразитной амплитудной модуляции (**ПАМ**) в паразитную частотную и фазовую модуляцию (**ПЧМ, ПФМ**), что в свою очередь приведет к увеличению уровня СПМФШ. Для ослабления неизохронности флуктуаций динамической емкости варикапов, как правило, используют встречно-последовательное включение варикапов, при этом динамическая емкость варикапов под воздействием шумовой составляющей изменяется в противоположных направлениях, и в значительной мере компенсируется. Кроме того, увеличение число пар встречно-последовательно включенных варикапов позволяет получить выигрыш в отношении $P_{ш}/P_c$ и приблизится к уровню СПМФШ, присущим автогенераторам без управляющих элементов рис.8. Но при условии, что суммарная максимальная емкость варикапной сборки не превышает 20% от общей емкости колебательного контура [3, 5].

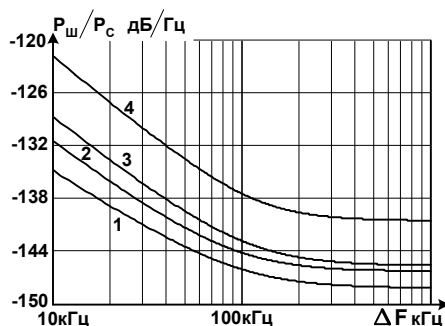


Рис.8

Рис.8: ΔF – отстройка частоты от несущего колебания (частота анализа), 1 – ГУН без варикапов, 2 – четыре пары встречно-последовательно включенных варикапа, 3 – две пары встречно-последовательно включенных варикапа, 4 – один варикап.

Методика расчета автогенератора на биполярном транзисторе

Так как, автогенератор является усилителем с положительной обратной связью, а усиление активного элемента определяется как: $K_Y = S \cdot R_H$, где R_H – эквивалентное сопротивление нагрузки коллектора, стока или анода. Если для полевых транзисторов крутизна – S является справочным параметром, то для биполярных транзисторов параметр крутизны не указывается и её приходится определять расчетным путем. Обратимся к эквивалентной схеме биполярного транзистора рис.9 [6].

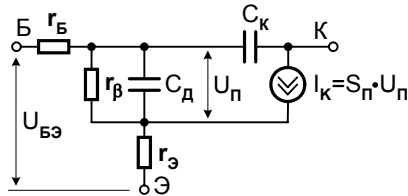


Рис.9

Рис.9: r_B – объемное сопротивление базы; $r_{БЭ}$ – сопротивление база-эмиттерного перехода; $r_Э$ – сопротивление эмиттера; $C_Д$ – диффузионная емкость база-эмиттерного перехода; $C_К$ – емкость коллекторного перехода; $I_К$ – источник коллекторного тока; $S_П$ – крутизна перехода (внутренняя).

Крутизна перехода: $S_П = \frac{I_К}{\phi_T}$ (1), $\phi_T \approx 0,026V$ – температурная разность потенциалов;

Сопротивление база-эмиттерного перехода: $r_{БЭ} = \frac{h_{21Э}}{S_П}$ (2), $h_{21Э}$ – коэффициент передачи тока транзистора (справочный параметр);

Объемное сопротивление базы: $r_B = \frac{\tau_K \cdot (1 + (2...3))}{C_K}$ (3), C_K – емкость коллектора (справочный параметр), τ_K – постоянная времени цепи обратной связи (справочный параметр);

Сопротивление эмиттера: $r_Э = \frac{I}{S_П}$ (4);

Крутизна транзистора относительно входных зажимов базы и эмиттера:

$S_{БЭ} = S_П \cdot m_П$ (5), $m_П = \frac{U_П}{U_{БЭ}} = \frac{r_{БЭ}}{r_B + r_{БЭ} + r_Э \cdot (h_{21Э} + 1)}$ (6) – внутренний коэффициент передачи входной цепи транзистора. Внутренний коэффициент передачи входной цепи для большинства транзисторов равен $m_П \approx 0,45...0,5$, например: для КТ315Б $m_П \approx 0,46...0,47$, а для КТ368А $m_П \approx 0,48...0,49$.

С учетом резистора отрицательной обратной связи $R_Э$ (рис.3а, б, в, и рис.4а, б, в) параметр крутизны составит: $S_{ОС.БЭ} = \frac{S_{БЭ}}{1 + S_{БЭ} \cdot R_Э}$ (7). Далее, в целях сокращения записи величину $S_{ОС.БЭ}$ будем обозначать как S_0 (начальная крутизна).

Для анализа удобней всего использовать эквивалентную схему генератора с общим эмиттером рис.4в, но энергетические соотношения (амплитуда токов и напряжений) и коэффициент ПОС будут справедливы для всех трех видов генераторов рис.4а, б, в, так как по определению это есть одна функциональная схема рис.2. На рисунке рис.10а представлена эквивалентная схема генератора с общим эмиттером (рис.4в) и разорванной цепью ПОС. Конфигурация цепи состоящая из элементов $C1$, L и $C2$ имеет свойство инвертировать фазу сигнала на 180° градусов, для того что бы это не казалось парадоксом схему рис.10а можно

изобразить следующим образом рис.10б. На рис.10б так же показаны амплитуды напряжений в виде векторов.

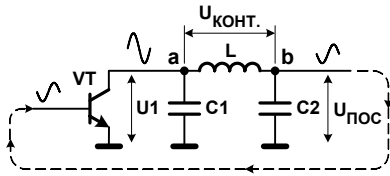


Рис.10а

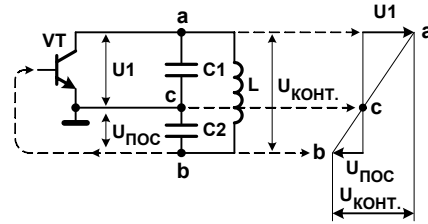


Рис.10б

Транзистор VT тоже инвертирует фазу сигнала на 180° , тогда $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ или 0° , значит условие баланса фаз выполнено.

Так как коллекторная цепь транзистора VT подключена к колебательному контуру частично то напряжение U1 будет, определяться следующим выражением [7]:

$$U1 = U_{\text{конт.}} \cdot \frac{X_{C1}}{X_{C1} + X_{C2}} = U_{\text{конт.}} \cdot p \quad (8),$$

где $p = \frac{C}{C1} = \frac{C2}{C1 + C2}$ (9) – коэффициент включения коллекторной цепи в контур.

Аналогично: $U_{\text{пос.}} = U_{\text{конт.}} \cdot \frac{X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2}}$ (10).

Выразив из уравнения (8) $U_{\text{конт.}}$, имеем: $U_{\text{конт.}} = U1 \cdot \frac{X_{C1} + X_{C2}}{X_{C1}}$.

И подставив $U_{\text{конт.}}$ в выражение (10) получаем:

$$U_{\text{пос.}} = U1 \cdot \frac{X_{C1} + X_{C2}}{X_{C1}} \cdot \frac{X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2}} = U1 \cdot \frac{X_{C2}}{X_{C1}} = U1 \cdot \frac{C1}{C2} = U1 \cdot k \quad (11),$$

где $k = \frac{C1}{C2}$ (12) – коэффициент положительной обратной связи.

Эквивалентное сопротивление коллекторной цепи будет определяться следующим выражением: $Z1 = p^2 \cdot Z_{oe}$ (13), где $Z_{oe} = \rho \cdot Q$ – резонансное сопротивление контура, ρ – характеристическое сопротивление контура, Q – добротность контура.

Коэффициент усиления активного элемента соответственно:

$$K_y = Z1 \cdot S_0 = p^2 \cdot Z_{oe} \cdot S_0 \quad (14).$$

Полное петлевое усиление с учетом коэффициента обратной связи запишется в следующем виде:

$$G = k \cdot p^2 \cdot Z_{oe} \cdot S_0 \quad (15),$$

где G – фактор регенерации (коэффициент запаса) обычно имеет значение в пределах 1,5 ... 5, но желательно его выбирать в диапазоне значений 2 ... 2,5 при этом обеспечивается мягкий режим самовозбуждения и низкий коэффициент высших гармоник.

При вхождении автогенератора в стационарный режим установившихся колебаний фактор регенерации стремится к единицы, а крутизна электронного прибора S_0 к средней крутизне по первой гармонике S_1 : $S_1 = S_0 \cdot \gamma(\theta)_1$ (16), где $\gamma(\theta)_1$ – коэффициент Берга по первой гармонике, θ – угол отсечки косинусоидального импульса.

Для справки:

С использованием коэффициентов Берга $\gamma(\theta)_n$ и $\alpha(\theta)_n$ формула для выходного тока электронного прибора может быть представлена в виде одного из двух вариантов:

$$i(t)_{\text{вых}} = S_0 \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot (\gamma(\theta)_0 + \gamma(\theta)_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + \gamma(\theta)_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \dots)$$

или,

$$i(t)_{\text{вых}} = I_{\text{ИМ}} \cdot (\alpha(\theta)_0 + \alpha(\theta)_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + \alpha(\theta)_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \dots)$$

Если при анализе режима электронного прибора заданы исходные параметры $U_{\text{ВХ}}$ и S_0 , то при расчетах должны использоваться коэффициенты $\gamma(\theta)_n$, если же исходным параметром является амплитуда выходного косинусоидального импульса электронного прибора $I_{\text{ИМ}}$, то при расчетах необходимо использовать коэффициенты $\alpha(\theta)_n$.

Коэффициенты $\gamma(\theta)_n$ и $\alpha(\theta)_n$ связаны между собой следующим соотношением:

$$\gamma(\theta)_n = \alpha(\theta)_n \cdot (1 - \cos \theta).$$

Для автогенераторов так же вводится понятие управляющего сопротивления Z_Y :

$$Z_Y = k \cdot Z_1 \quad \text{или} \quad Z_Y = k \cdot p^2 \cdot Z_{oe} \quad (17).$$

В режиме стационарных установившихся колебаний выполняется следующее равенство: $S_0 \cdot \gamma(\theta)_1 \cdot Z_Y = 1$ или $S_1 \cdot Z_Y = 1$ (18), откуда: $\gamma(\theta)_1 = \frac{1}{S_0 \cdot Z_Y}$ (19).

По табулированным значениям $\gamma(\theta)_1$ можем определить угол отсечки θ , или наоборот [7].

На основании вышеизложенного выражение (15) можем записать следующим образом: $1 = k \cdot p^2 \cdot Z_{oe} \cdot S_0 \cdot \gamma(\theta)_1$ (20) – уравнение баланса амплитуд в установившемся режиме.

Произведение коэффициента обратной связи и коэффициента включения коллекторной цепи в колебательный контур заменим на коэффициент a :

$$1 = k \cdot p^2 \cdot Z_{oe} \cdot S_0 \cdot \gamma(\theta)_1 = a \cdot Z_{oe} \cdot S_0 \cdot \gamma(\theta)_1 \quad (21).$$

При помощи формул (9) и (12) раскроем коэффициент a :

$$a = k \cdot p^2 = \frac{C1}{C2} \cdot \frac{C^2}{C1^2} = \frac{C^2}{C2 \cdot C1} \quad (22).$$

Из общей емкости контура $C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$ (23), можем выразить как $C1 : C1 = \frac{C \cdot C2}{C2 - C}$ (24а),

так и $C2 : C2 = \frac{C \cdot C1}{C1 - C}$ (24б).

В выражении (22) сделаем подстановку, например $C1$ на выражение (24а):

$$a = \frac{C^2}{C2 \cdot C1} = \frac{C^2}{C2 \cdot \frac{C \cdot C2}{C2 - C}} = \frac{C}{\frac{C2^2}{C2 - C}} = \frac{C \cdot (C2 - C)}{C2^2}, \quad \text{или} \quad C2^2 \cdot a = C2 \cdot C - C^2.$$

Далее заменив переменную $C2$ на C_X получаем квадратное уравнение:

$$C_X^2 \cdot a - C_X \cdot C + C^2 = 0.$$

Решение данного уравнения:

$$C_X = C_{1,2} = \frac{C \mp \sqrt{C^2 - 4 \cdot a \cdot C^2}}{2 \cdot a} = \frac{C}{2 \cdot a} \mp \frac{C}{2 \cdot a} \cdot \sqrt{1 - 4 \cdot a} = \frac{C}{2 \cdot a} \cdot (1 \mp \sqrt{1 - 4 \cdot a}),$$

$$C1 = \frac{C}{2 \cdot a} \cdot (1 - \sqrt{1 - 4 \cdot a}) \quad (25a), \quad C2 = \frac{C}{2 \cdot a} \cdot (1 + \sqrt{1 - 4 \cdot a}) \quad (25b).$$

Анализируя выражения (25a) и (25b) обнаруживаем, что значение коэффициента **a** не может быть больше **0,25** иначе величины конденсаторов **C1** и **C2** будут комплексные.

С другой стороны согласно выражению (21) коэффициент **a** равен:

$$a = \frac{I}{Z_{oe} \cdot S_0 \cdot \gamma(\theta)_I} \quad (26).$$

Допустим необходимо, рассчитать LC-автогенератор со следующими исходными параметрами:

частота генерации $f_{\Gamma} = 10$ МГц;

характеристическое сопротивление контура $\rho = 100$ Ом, добротность $Q = 80$;

резонансное сопротивление контура: $Z_{oe} = \rho \cdot Q = 100 \cdot 80 = 8000$ Ом;

величина емкости контура **C**: $C = \frac{10^{12}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma} \cdot \rho} = \frac{10^{12}}{2 \cdot \pi \cdot 10^7 \cdot 100} = 159,1549$ пФ;

величина индуктивности контура **L**: $L = \frac{\rho \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma}} = \frac{100 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 10^7} = 1,59$ мкГн.

Транзистор КТ368А имеет следующие параметры [8]:

постоянная времени цепи обратной связи: $\tau_K = 7$ пс;

коэффициент передачи тока: $h_{21Э} = 50 \dots 300$, среднее значение $h_{21Э} = 100$;

емкость коллекторного перехода (типовое значение): $C_K = 1,2$ пФ.

Приняв постоянную составляющую тока коллектора $I_0 = 2$ мА и угол отсечки $\theta = 80^\circ$, при этом коэффициенты Берга примут следующие значения [7]:

$$\alpha(80^\circ)_0 = \alpha_0 = 0,285952, \quad \alpha(80^\circ)_1 = \alpha_1 = 0,471966,$$

$$\gamma(80^\circ)_0 = \gamma_0 = 0,236297, \quad \gamma(80^\circ)_1 = \gamma_1 = 0,390.$$

Соответственно значения амплитуды косинусоидального импульса тока коллектора и амплитуды тока первой гармоники коллектора составят:

$$I_{им} = \frac{I_0}{\alpha_0} = \frac{0,002}{0,285952} = 0,0069942 \text{ А}, \quad I_1 = I_0 \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = 0,002 \cdot \frac{0,471966}{0,285952} = 0,003301 \text{ А}.$$

Расчет:

По формулам (1)...(6) определим крутизну транзистора:

$$S_{\Pi} = \frac{I_0}{\phi_T} = \frac{0,002}{0,026} = 0,0769 \text{ А/В}, \quad r_{\beta} = \frac{h_{21Э}}{S_{\Pi}} = \frac{100}{0,0769} = 1300 \text{ Ом},$$

$$r_B = \frac{\tau_K \cdot (1 + (2 \dots 3))}{C_K} = \frac{7 \cdot 3,5}{1,2} = 20,4 \text{ Ом}, \quad r_{\Sigma} = \frac{1}{S_{\Pi}} = \frac{1}{0,0769} = 13 \text{ Ом},$$

$$m_{\Pi} = \frac{r_{\beta}}{r_B + r_{\beta} + r_{\Sigma} \cdot (h_{21Э} + 1)} = \frac{1300}{20,4 + 1300 + 13 \cdot 101} = 0,49366,$$

$$S_{БЭ} = S_{\Pi} \cdot m_{\Pi} = 0,0769 \cdot 0,49366 = 0,03796 \approx 0,038 \text{ А/В}.$$

Величину резистора отрицательной обратной связи по высокой частоте принимаем равную 36 Ом, $R_{\Sigma} = 36$ Ом, тогда начальная крутизна составит (7):

$$S_0 = \frac{S_{БЭ}}{1 + S_{БЭ} \cdot R_{\Sigma}} = \frac{0,038}{1 + 0,038 \cdot 36} = 0,016 \text{ А/В}.$$

По формуле (26) находим значение коэффициента **a** :

$$a = \frac{1}{Z_{oe} \cdot S_0 \cdot \gamma_1} = \frac{1}{8000 \cdot 0,016 \cdot 0,390} = 0,020032.$$

По формулам (25а) и (25б) определим величины конденсаторов **C1** и **C2**:

$$C1 = \frac{C}{2 \cdot a} \cdot (1 - \sqrt{1 - 4 \cdot a}) = \frac{159,1549}{2 \cdot 0,020032} \cdot (1 - \sqrt{1 - 4 \cdot 0,020032}) = \frac{159,1549}{0,040064} \cdot (1 - 0,959099) = 162,4777 \text{ пФ},$$

$$C2 = \frac{C}{2 \cdot a} \cdot (1 + \sqrt{1 - 4 \cdot a}) = \frac{159,1549}{0,040064} \cdot (1 + 0,959099) = 7782,54 \text{ пФ}.$$

Обратите внимание на большое значение номинала конденсатора **C2** оно равно **7782 пФ** и это для частоты 10 МГц !

$$\text{Коэффициент ПОС } k \text{ (12): } k = \frac{C1}{C2} = \frac{162,4777}{7782,54} = 0,020877.$$

$$\text{Коэффициент включения коллекторной цепи } p \text{ (9): } p = \frac{C}{C1} = \frac{159,155}{162,4777} = 0,97955.$$

Эквивалентное сопротивление цепи коллектора (13):

$$Z1 = p^2 \cdot Z_{oe} = 0,97955^2 \cdot 8000 = 7676 \text{ Ом}.$$

$$\text{Амплитуда напряжения в цепи коллектора } U1 = I1 \cdot Z1 = 0,003301 \cdot 7676 = 25,34 \text{ В}.$$

$$\text{Амплитуда напряжения ПОС } U_{\text{ПОС}} = k \cdot U1 = 0,020877 \cdot 25,34 = 0,529 \text{ В}.$$

Проверка:

$$C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} = \frac{162,4777 \cdot 7782,54}{162,4777 + 7782,54} = 159,1549 \text{ пФ}.$$

$$I_0 = S_0 \cdot U_{\text{ПОС}} \cdot \gamma_0 = 0,016 \cdot 0,529 \cdot 0,236297 = 0,00200 \text{ А или } 2 \text{ мА}.$$

$$I1 = S_0 \cdot U_{\text{ПОС}} \cdot \gamma_1 = 0,016 \cdot 0,529 \cdot 0,390 = 0,0033009 \approx 0,003301 \text{ А или } 3,301 \text{ мА}.$$

Проверка показала, что общая емкость контура, постоянная составляющая и амплитуда первой гармоники тока коллектора совпадают с исходными данными.

На основании результатов расчета выясняется, почему автогенераторы рис.3а, б, в и рис.4а, б, в относятся к генераторам с минимальной связью, действительно коэффициент ПОС **k** = 0,020877 величина очень маленькая, то есть минимально необходимая для возникновения генерации. Цепь коллектора практически полностью подключена к колебательному контуру **p** = 0,97955, амплитуда напряжения в коллекторной цепи **U1** достигает более 25 вольт. Для того чтобы транзистор работал в недонапряженном режиме, а именно такой режим рекомендуется для автогенераторов, напряжение питания должно быть как минимум **E_{пит} = 1,5 · U1 > 38В**.

При работе активного прибора в граничном или перенапряженном режиме наблюдается сильное влияние питающих напряжений на частоту генерируемых колебаний – **снижение стабильности частоты**, так же возрастает флуктуации фазового угла средней крутизны – **S₁**, это приводит к **резкому возрастанию уровня СПМФШ**. Возрастание флуктуации фазового угла средней крутизны происходит из-за увеличения уровня высших гармоник в напряжении **U_{ПОС}** поступающих в базу транзистора, затвор или управляющую сетку.

Более того, применение маломощных транзисторов КТ368А, КТ399А, КП341Б просто невозможно, так как **U_{кэ}** (или **U_{си}**) < 15 Вольт.

Аналогичный вывод можно сделать и для схемы индуктивной трехточки (рис.1), с той лишь разницей, что там необходимо оперировать количеством витков **L1** и **L2**.

Поэтому, наибольшее практическое применение получила не классическая схема емкостной трехточки рис.2 и ее производные рис.4а, б, в, а схема Клаппа рис.11, в которой последовательно с индуктивностью установлен дополнительный конденсатор **C3**.

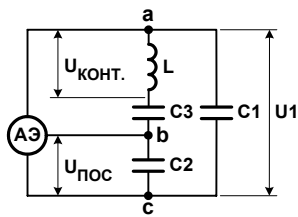


Рис.11

Конденсатор **C3** способствует уменьшению коэффициента включения коллекторной цепи в колебательный контур, это позволяет использовать контур с более высокой добротностью **Q**. Кроме того, появляется возможность отдельной регулировки коэффициента ПОС – **k** и коэффициента включения – **p**. Кроме всего прочего конденсатор **C3** развязывает вход и выход электронного прибора по постоянному току.

Как и ранее приравнивая по очереди потенциалы узлов **a**, **b** и **c** к нулевому уровню по высокой частоте из схемы Клаппа рис.11 получаем три схемы автогенераторов – рис.12а, б, в.

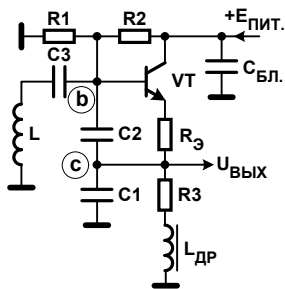


Рис.12а

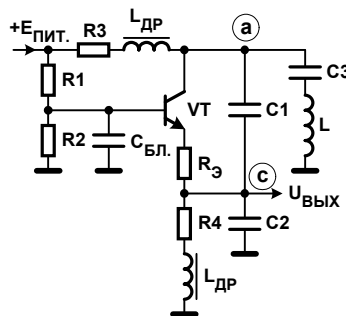


Рис.12б

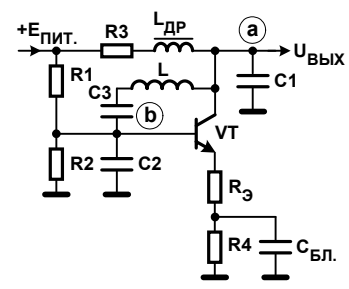


Рис.12в

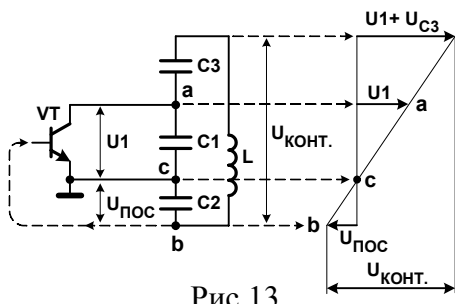


Рис.13

Сделав аналогичные преобразования как в формулах (8) ... (12), согласно рис.13 для автогенератора Клаппа, получаем:

$$U1 = U_{\text{конт}} \cdot \frac{X_{C1}}{X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}} = U_{\text{конт}} \cdot p, \quad p = \frac{C}{C1} \quad (27);$$

$$U_{\text{конт}} = U1 \cdot \frac{X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}}{X_{C1}};$$

$$U_{\text{пос}} = U_{\text{конт}} \cdot \frac{X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}} = U1 \cdot \frac{X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}}{X_{C1}} \cdot \frac{X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}} = U1 \cdot \frac{X_{C2}}{X_{C1}};$$

$$U_{\text{пос}} = U1 \cdot \frac{C1}{C2} = U1 \cdot k; \quad k = \frac{C1}{C2} \quad (28).$$

Выражения коэффициентов **p** и **k** для автогенератора Клаппа остались без изменения, сравните выражения (27), (28) с выражениями (9) и (12). Но решить уравнение (22)

$a = k \cdot p^2 = \frac{C^2}{C2 \cdot C1}$ относительно трех переменных **C1**, **C2** и **C3** не представляется возможным. Поэтому расчет автогенератора Клаппа проводят несколько по-другому.

Допустим необходимо, рассчитать автогенератор, исходные данные аналогичны предыдущему варианту, необходимо только задать еще один параметр: амплитуду коллекторного напряжения $U_1 = 1$ В.

Расчет:

При $U_1 = 1$ В эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки составит:

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{0,003301} = 302,9385 \text{ Ом.}$$

Дальнейший ход вычислений следующий:

$$p = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_{oe}}} = \sqrt{\frac{302,9385}{8000}} = 0,194595,$$

$$C_1 = \frac{C}{p} = \frac{159,1549}{0,194595} = 817,877 \approx 820 \text{ пФ,}$$

$$Z_y = \frac{1}{S_0 \cdot \gamma_1} = \frac{1}{0,016 \cdot 0,390} = 160,25641 \text{ Ом,}$$

$$k = \frac{Z_y}{Z_1} = \frac{160,25641}{302,9385} = 0,529,$$

$$C_2 = \frac{C_1}{k} = \frac{817,877}{0,529} = 1546 \approx 1500 \text{ пФ,}$$

$$U_{пос} = U_1 \cdot k = 1 \cdot 0,529 = 0,529 \text{ В;}$$

$$U_{конт} = \frac{U_1}{p} = \frac{1}{0,194595} = 5,14 \text{ В;}$$

$$C_3 = \left(\frac{1}{C} - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{159,155} - \frac{1}{817,822} - \frac{1}{1546} \right)^{-1} = 226 \approx 220 \text{ пФ.}$$

Проверка:

$$I_0 = S_0 \cdot \gamma_0 \cdot U_{пос} = 0,016 \cdot 0,236297 \cdot 0,529 = 0,0020 \text{ А или 2 мА.}$$

$$I_1 = S_0 \cdot \gamma_1 \cdot U_{пос} = 0,016 \cdot 0,390 \cdot 0,529 = 0,003301 \text{ А или 3,301 мА.}$$

Далее необходимо рассчитать режим по постоянному току. Режим по постоянному току рассчитаем для варианта схемы рис.12а (схема с общим эмиттером и заземленным коллектором). Напряжение на эмиттере, для соблюдения недонапряженного режима, должно быть: $U_э > 1,5 \cdot U_1 = 1,5 \cdot 1 = 1,5$ В, примем $U_э = 1,58$ В, тогда:

$$R_3 = \frac{U_э}{I_0} - R_э = \frac{1,58}{0,002} - 36 = 790 - 36 = 754 \approx 750 \text{ Ом.}$$

Примем ток покоя (ток коллектора до начала режима генерации колебаний) равным постоянной составляющей тока в режиме генерации, то есть $I_{пок} = I_0 = 2$ мА, тогда ток базы составит:

$$I_B = \frac{I_0}{h_{21э}} = \frac{0,002}{100} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ А.}$$

Реально ток I_0 чуть меньше чем ток $I_{пок}$ но, учитывая большую величину токозадающего резистора R_3 и его достаточную фиксирующую способность по изменению тока, это уменьшение будет не более чем на 5 ... 7% и на ход дальнейших вычислений существенного влияния не окажет.

Ток базового делителя, протекающий через резисторы R_1 и R_2 должен быть в 10 раз больше чем ток базы транзистора – рис.14, напряжение $U_{БЭ}$ для кремневых транзисторов как правило равно $0,65 \pm 0,05$ В, тогда:

$$U_B = U_э + U_{БЭ} = 1,58 + 0,65 = 2,23 \text{ В;}$$

$$R_2 = \frac{U_B}{9 \cdot I_B} = \frac{2,23}{9 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 12388 \approx 12,4 \text{ кОм } \pm 1\%.$$

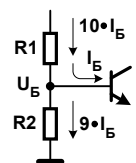


Рис.14

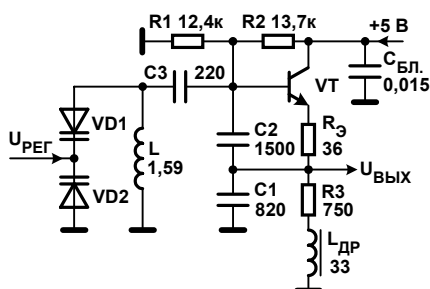
Напряжение питания примем равным $E_{\text{пит}} = 5 \text{ В}$, при этом значение резистора **R1** составит:

$$R1 = \frac{E_{\text{пит}} - U_B}{10 \cdot I_B} = \frac{5 - 2,23}{10 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 13850 \approx 13,7 \text{ кОм} \pm 1\%.$$

Однопроцентные резисторы в “ЧИП” исполнении (для поверхностного монтажа), например R1-12, на данный момент не являются экзотикой. Такие резисторы сейчас применяются не только в прецизионных узлах аналоговой аппаратуры, но и в цифровых схемах.

Значение номинала дросселя $L_{\text{др}}$ согласно рекомендации [3], составит:

$$L_{\text{др}} = \frac{X_{L_{\text{др}}} \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_{\Gamma}} = \frac{2000 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 10^7} = 31,83 \approx 33 \text{ мкГн}.$$



На рис.15 приведена полная схема автогенератора с общим эмиттером и заземленным коллектором. Амплитуда выходного напряжения будет равна 1 В, так как $U_{\text{вых}}$ снимается с элемента **C1**, действующее (среднеквадратичное) значение выходного напряжения соответственно составит 0,707 В.

Рис.15

Автогенераторы Клаппа рис.12а, б, в и рис.15 выгодно отличаются от автогенераторов выполненных по классической схеме емкостной трехточки, амплитуда напряжения на контуре у автогенераторов Клаппа в 5 раз меньше и не превышает 5,2 В.

Для автогенераторов построенных на полевых транзисторах методика расчета аналогична, только необходимо учитывать, что разброс параметров у полевых транзисторов несколько больше.

Для регулировки частоты колебаний необходимо использовать варикапы с высокой добротностью KB122Б ($Q_{\text{вар}} = 300$), KB130А ($Q_{\text{вар}} = 300$), KB132А ($Q_{\text{вар}} = 400$) и KB143Б ($Q_{\text{вар}} > 450$). Нижний уровень напряжения регулирования варикапов следует выбирать из следующих соображений, так как емкость варикапов одного типа приблизительно одинакова, то в точки соединения катодов варикапов куда подается напряжение регулирования получаем делитель высокочастотного напряжения на два. Тогда, минимальный уровень напряжения регулирования для данного автогенератора должен быть не менее:

$$U_{\text{рег.мин}} \geq \frac{U_{\text{конт}}}{2} + 0,7 = \frac{5,14}{2} + 0,7 = 3,27 \approx 3,3 \text{ В}.$$

Это необходимо для того что бы р-п-переходы ни верхнего варикапа **VD1** ни нижнего варикапа **VD2** не могли открыться в прямом направлении на пиках амплитуды высокочастотного напряжения, так как варикап при прямом смещении превращается в обычный диод в открытом состоянии. А зачем нам в колебательном контуре диод в открытом состоянии? Поэтому напряжение регулирования ни в коем случае нельзя снижать ниже определенного уровня, даже если имеется соблазн его понизить в угоду того, что при меньших напряжениях вольт-фарадная характеристика варикапа имеет большую крутизну и соответственно даст большее перекрытие по диапазону. За качество выходного колебания необходимо платить и пожертвовать коэффициентом перекрытия по диапазону.

В конструкциях где используется одиночный варикап ситуация усугубляется, к варикапу прикладывается практически всё напряжение колебательного контура и минимальный уровень напряжения регулирования должен быть не менее 5,5 В!

Если в некоторых публикациях указывается нижний уровень напряжения регулирования 1 или 1,5 В к этому надо относиться очень осторожно, такой уровень может быть если амплитуда высокочастотного напряжения в точке подключения одиночного варикапа имеет значение не более 0,5 ... 0,7 В.

Для уменьшения СПМФШ необходимо стремиться к максимальной добротности колебательного контура $Q_{\text{конт}} = 200 \dots 300$. Такое значение добротности контура можно получить, используя каркасы из радиокерамики большого диаметра $\varnothing > 20$ мм, или на специальных тороидальных каркасах из карбонильного железа [3]. Стремление к уменьшению массогабаритных показателей вынуждает использовать каркасы с малым диаметром $\varnothing \approx 6 \dots 8$ мм, при этом приходится довольствоваться добротностью в пределах $Q_{\text{конт}} = 80 \dots 120$. Но и при такой добротности колебательного контура, в правильно спроектированном автогенераторе используя малозумящие компоненты можно получить, даже в кольце ФАПЧ, показатель СПМФШ не хуже $-126 \dots -130$ дБн/Гц при отстройке от несущего колебания ± 10 кГц и $-138 \dots -142$ дБн/Гц при отстройке ± 50 кГц в полосе анализа 1 Гц. Указанный уровень СПМФШ вполне удовлетворяет приемному устройству с динамическим диапазоном по интермодуляции третьего порядка равному 93 ... 95 дБ [3]. Дальнейшее улучшение показателя СПМФШ в принципе возможно, но связано с большими техническими и технологическими трудностями.

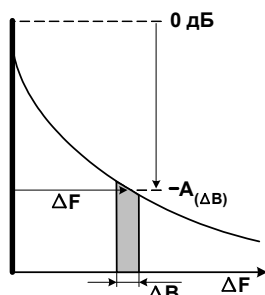


Рис.16

Анализаторы спектра, имеющие полосу пропускания (анализа) 1 Гц довольно редкие и дорогие приборы, чаще встречаются анализаторы спектра с минимальной полосой пропускания 100, 300 Гц или 1000 Гц. Для того чтобы определить уровень СПМФШ в полосе 1 Гц, см. рис.16, необходимо использовать следующую формулу [2]:

$$A(1\text{Гц}) = -A(\Delta B) - 10 \cdot \log(\Delta B) \quad (29).$$

Рис.16: ΔF – частота анализа (отстройка от несущего колебания), ΔB – полоса анализа, $-A(\Delta B)$ – уровень СПМФШ измеренный в полосе ΔB .

Допустим, имеем показания прибора минус 102 дБ в полосе анализа 300 Гц при отстройке от несущего колебания 10 кГц, далее по формуле (29) рассчитываем уровень шума приведенного к полосе 1 Гц:

$$A(1\text{Гц}) = -A(\Delta B) - 10 \cdot \log(\Delta B) = -102(300\text{Гц}) - 10 \cdot \log(300) = -102 - 24,77 = -126,77 \text{ дБн/Гц}.$$

Литература

1. Мощные высокочастотные транзисторы / Ю. В. Завражнов, Н. И. Каганова, Е. З. Мазель и др.: под ред. Е. З. Мазеля – М.: Радио и связь, 1985г.
2. Рыжков А. В., Попов В. Н. Синтезаторы частот в техники радиосвязи – М.: Радио и связь, 1991г.
3. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990г.

4. Finlay H. J., Joshi J. S., Cripps S. C. An X-band JFET oscillator with low noise / Electron Letts – 1978-Vol.14, №6
5. Савченко М. П., Кулешов В. Н. Экспериментальные исследования флуктуаций в транзисторном автогенераторе с варикапами / Электросвязь №2, 1984г.
6. Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности – М.: Энергия, 1978г.
7. Радиопередающие устройства / Под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина – М.: Радио и связь, 1982г.
8. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: Справочник – 2-е изд. / Под ред. А. В. Голомедова – М.: Радио и связь, 1995г.