

В.С. ГОЛУБ

БИБЛИОТЕКА

ПО РАДИО

ЭЛЕКТРОНИКЕ

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ



«ЭНЕРГИЯ»

Выпуск 69

В. С. ГОЛУБ

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ



ПРЕДИСЛОВИЕ

В предлагаемой книге рассмотрены некоторые вопросы построения, режимов работы и расчета генераторов с самовозбуждением и внешним возбуждением на полупроводниковых усилительных элементах — транзисторах и операционных усилителях. К ним относятся вопросы систематизации различных схем генераторов, обобщения выражений, характеризующих LC -контур и избирательные RC -цепи, вопросы частотной зависимости эквивалентного коэффициента передачи транзистора от соотношения сопротивлений цепей эмиттера и базы, обеспечения высокого выходного сопротивления генераторов и стабилизации выходного напряжения или тока в нагрузке. Рассмотрены различные режимы ограничения колебаний, способы построения схем генераторов и связи их с нагрузкой, способы защиты транзисторов от перенапряжения база — эмиттер, а также проблемы оптимального построения автогенератора на операционном усилителе и совместного применения транзисторов и операционных усилителей. Дается описание ряда практических схем генераторов, используемых, в частности, в аппаратуре магнитной записи.

Книга не претендует на полноту изложения всех вопросов по генераторам. В ней не рассмотрены особенности работы транзисторов при генерировании высокочастотных колебаний (сопровождающихся фазовыми сдвигами и временными искажениями в транзисторе), вопросы оптимизации энергетических показателей генераторов и другие, подробно рассмотренные в [4, 38, 47, 50].

Замечания по книге следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

Автор

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА И ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

1. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА АВТОГЕНЕРАТОРА

Генераторы согласно установившейся терминологии делятся на две основные группы: с внешним, или независимым, возбуждением (усилители мощности) и с самовозбуждением (автогенераторы). Генератор преобразует энергию источника питания в энергию электрических колебаний требуемой частоты, а также амплитуды и мощности. Для генераторов с внешним возбуждением частота колебаний определяется частотой возбуждающих колебаний, а для автогенераторов — параметрами собственных частотоподающих цепей.

Автогенератор представляет собой устройство (рис. 1, а), содержащее усилитель 1 и избирательную цепь 2, включенные последовательно в замкнутую цепь, в которой осуществляется положительная обратная связь [29, 48]. Усилитель 1 в свою очередь можно рассматривать состоящим из линейного усилителя 3 и ограничителя амплитуды колебаний 4 с общим коэффициентом передачи

$$k_{yc} = mk_{yc0}, \quad (1)$$

где k_{yc0} — коэффициент передачи линейного усилителя 3 (рис. 1, а); $m \leq 1$ — коэффициент ограничения амплитуды колебаний (коэффициент передачи ограничителя 4).

В одних случаях выделение ограничителя как отдельного элемента условно (ограничение осуществляется в усилительном элементе — транзисторе или операционном усилителе), в других — соответствует реальным схемам автогенератора.

Существование колебаний в автогенераторе возможно при выполнении двух условий, являющихся основными

в теории генерирования колебаний [22, 23] — баланса амплитуд

$$\Pi k = 1 \quad (2)$$

и баланса фаз

$$\Sigma \varphi = 0. \quad (3)$$

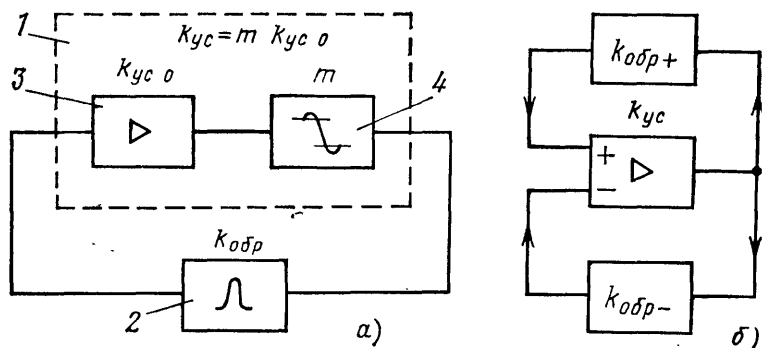


Рис. 1. Функциональные схемы автогенераторов с цепями положительной (а), положительной и отрицательной (б) обратной связи.

Первое условие требует, чтобы произведение коэффициентов передачи составных частей автогенератора в его замкнутой цепи было равно единице:

$$k_{yc} k_{обр} = 1, \quad (4)$$

где k_{yc} — согласно (1), а $k_{обр}$ — коэффициент передачи избирательной цепи. Второе условие требует, чтобы сумма фазовых сдвигов в цепи автогенератора была равна нулю:

$$\varphi_{yc} + \varphi_{обр} = 0, \quad (5)$$

где φ_{yc} и $\varphi_{обр}$ — фазовые сдвиги в усилителе и цепи обратной связи (в избирательной цепи).

Коэффициент передачи в цепи автогенератора — величина непостоянная, зависящая от амплитуды колебаний. Для малых амплитуд произведение коэффициентов передачи должно быть больше единицы:

$$k_{yc0} k_{обр} > 1; \quad (6)$$

($m=1$), благодаря чему амплитуда возникающих в автогенераторе колебаний будет расти. В процессе уста-

новления колебаний амплитуда их ограничивается цепью ограничения. В установившемся режиме выполняется условие (4) и, следовательно, (2). При этом $m < 1$.

На рис. 2, а показана результирующая амплитудная характеристика усилителя и ограничителя ($U_{вх}$ — напряжение на входе усилителя, $U_{вых}$ — напряжение на выходе ограничителя), имеющая начальный (левее точ-

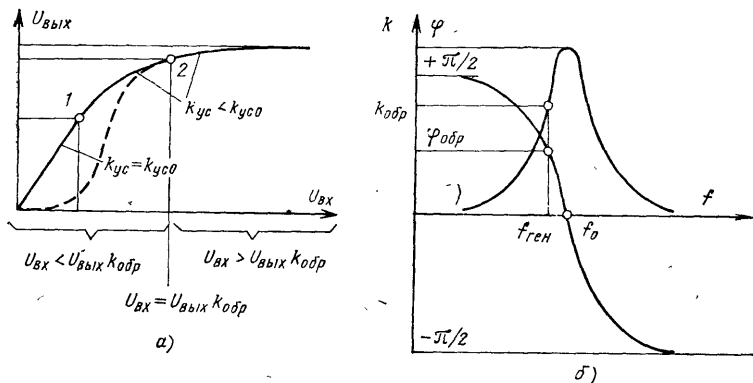


Рис. 2. Амплитудная характеристика усилителя (а), частотная и фазовая характеристики избирательной цепи (б) автогенераторов.

ки 1) участок линейного усиления при $k_{yc} = mk_{yc0} = k_{yc0} = \text{const}$ ($m=1$, ограничение отсутствует) и правее точки 1 участок нелинейного усиления при $k_{yc} < k_{yc0}$ ($m < 1$, амплитуда колебаний ограничивается). На втором участке имеется точка 2, соответствующая согласно условию (4) режиму установившихся колебаний.

Приведенная на рис. 2, а характеристика соответствует режиму мягкого возбуждения [22], при котором колебания в автогенераторе возникают самостоятельно. Возможен режим так называемого жесткого возбуждения [22], когда усиление на начальном участке характеристики, показанном пунктирной линией на рис. 2, а, недостаточно и требуется внешний «толчок», чтобы помочь автогенератору «выйти» на участок, характеризующийся неравенством (6).

Баланс амплитуд в автогенераторе обеспечивается совместной работой усилителя и ограничителя (с учетом

коэффициента передачи избирательной цепи), причем он выполняется, как правило, для одного значения амплитуды колебаний (в точке 2 характеристики на рис. 2, а). При этом коэффициент m выступает как регулирующий параметр, изменение которого автоматически поддерживает баланс амплитуд.

Баланс фаз в автогенераторе обеспечивается прежде всего тем, что обратная связь положительна. Если усилитель инвентировывает усиливаемое колебание, то напряжение обратной связи, снимаемое с контура (или другой избирательной цепи), также должно быть инвертировано. Инерционные свойства усилительного элемента (транзистора, операционного усилителя) могут быть причиной дополнительного фазового сдвига колебаний ($\varphi_{\text{ус}}$), который в соответствии с (5) должен быть компенсирован равным ему по величине и обратным по знаку фазовым сдвигом в избирательной цепи: $\varphi_{\text{обр}} = -\varphi_{\text{ус}}$.

На рис. 2, б приведены амплитудно-частотная (частотная) и фазово-частотная (фазовая) характеристики LC-контура [22, 23] и большинства других избирательных цепей (см. § 2 и 3). Из рис. 2, б видно, что изменение частоты влечет за собой изменение фазы колебаний на выходе избирательной цепи, и наоборот. В результате при $\varphi_{\text{ус}} \neq 0$ и соответственно $\varphi_{\text{обр}} \neq 0$ в автогенераторе установятся колебания с частотой $f_{\text{ген}} \neq f_0$, где f_0 — резонансная частота избирательной цепи (рис. 2, б). При отрицательном значении $\varphi_{\text{ус}}$ ($U_{\text{вых}}$ отстает от $U_{\text{вх}}$) фазовый угол $\varphi_{\text{обр}}$ будет положительным, а частота $f_{\text{ген}} < f_0$ (рис. 2, б). При $\varphi_{\text{ус}} = 0$ фазовый сдвиг в избирательной цепи $\varphi_{\text{обр}} = 0$, а $f_{\text{ген}} = f_0$.

В большинстве случаев ограничение амплитуды сопровождается искажением формы колебаний. Поэтому избирательная цепь автогенератора выполняет еще одну функцию: фильтрует колебания, выделяя первую гармонику.

Схема на рис. 1, а является основной функциональной схемой автогенератора. Автогенераторы, использующие в качестве усилительного элемента операционный усилитель с дифференциальным входом, могут строиться по схеме с цепями положительной и отрицательной обратной связи (рис. 1, б). Для схемы рис. 1, б справедливо выражение (4) при

$$k'_{\text{обр}} = k_{\text{обр}+} - k_{\text{обр}-}, \quad (7)$$

где $k_{обр+}$ и $k_{обр-}$ — коэффициенты передачи в цепях положительной и отрицательной обратной связи, причем избирательная цепь может быть включена либо в цепь положительной, либо в цепь отрицательной обратной связи (соответственно прямая и «инверсная» избирательные цепи, рассмотренные в § 2 и 3).

2. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ LC-ЦЕПИ

В качестве избирательных цепей в автогенераторах используются LC-контур и RC-цепи, а для получения стабильных по частоте колебаний — кварцевые и камертонные резонаторы. Для получения колебаний УВЧ и СВЧ применяются отрезки длинных линий и полые резонаторы. Наиболее распространенной избирательной цепью является резонансный LC-контур, который в зависимости от подключения к внешнему источнику может быть параллельным или последовательным.

Сопротивление параллельного LC-контра

$$\dot{Z}_{\text{конт}} = Z_0 / (1 + jxQ), \quad (8)$$

где

$$Z_0 = R_{\text{экв}} = \rho Q \quad (9)$$

— эквивалентное параллельное сопротивление потерь (эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте);

$$Q = \rho / r \quad (10)$$

— добротность контура

$$\rho = \sqrt{L/C} \quad (11)$$

— характеристическое сопротивление;

$$x = \omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega = f / f_0 - f_0 / f \quad (12)$$

— обобщенная расстройка;

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (13)$$

— резонансная частота контура.

Эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}}$ является результатом пересчета параллельно контуру последовательного сопротивления потерь r на резонансной частоте:

$$R_{\text{экв}} = rQ^2 = \rho^2 / r. \quad (14)$$

Выражение (8) является приближенным. Оно справедливо в области частот, близких к резонансной частоте контура ω_0 , и при условии, что $Q \gg 1$. Его можно записать в виде

$$\dot{Z}_{\text{конт}} = Z_0 \dot{s}, \quad (15)$$

где множитель

$$\dot{s} = 1/(1 + jxQ) \quad (16)$$

характеризует зависимость $\dot{Z}_{\text{конт}}$ от частоты в комплексной форме.

Из (16) следует, что

$$s = 1/\sqrt{1 + (xQ)^2}; \quad (17)$$

$$\varphi = -\arctg(xQ), \quad (18)$$

где s представляет собой относительную (так как $s = Z_{\text{конт}}/Z_0$) частотную характеристику, а φ — фазовую характеристику контура. Модуль сопротивления контура

$$Z_{\text{конт}} = Z_0 s = Q\rho/\sqrt{1 + (xQ)^2}. \quad (19)$$

Последовательный LC -контур в отличие от параллельного принято характеризовать не сопротивлением, а проводимостью:

$$\dot{Y}_{\text{конт}} = Y_0 \dot{s} = Y_0/(1 + jxQ), \quad (20)$$

где

$$Y_0 = 1/r = Q/\rho \quad (21)$$

— проводимость контура на частоте ω_0 . Модуль проводимости контура

$$Y_{\text{конт}} = Y_0 s = Q/\rho \sqrt{1 + (xQ)^2}, \quad (22)$$

а его частотная и фазовая характеристики определяются теми же выражениями (17) и (18), что и для параллельного контура.

Из рассмотренного выше следует, что LC -контур, параллельный и последовательный, характеризуются тремя параметрами: ρ , Q и ω_0 , которые можно считать основными параметрами контуров. При этом Q и ω_0 определяют относительную частотную и фазовую характеристики, а ρ и Q — сопротивление (проводимость) контура на резонансной частоте.

Если к параллельному контуру подключен источник тока $\dot{I}_{\text{ист}}$ с внутренним сопротивлением $r_{\text{ист}}$ (рис. 3, а), то такая избирательная цепь будет характеризоваться сопротивлением передачи

$$\dot{Z}_{\text{пер}} = \frac{\dot{U}_{\text{к}}}{\dot{I}_{\text{ист}}} = \frac{\dot{Z}_{\text{конт}}}{1 + \dot{Z}_{\text{конт}}/r_{\text{ист}}} = \frac{R_{\text{пер}}}{1 + jxQ_{\text{экв}}}, \quad (23)$$

где

$$R_{\text{пер}} = \rho Q_{\text{экв}} \quad (24)$$

— сопротивление передачи на резонансной частоте;

$$Q_{\text{экв}} = (R_{\text{экв}} \parallel r_{\text{ист}})/\rho = Q/(1 + R_{\text{экв}}/r_{\text{ист}}) \quad (25)$$

— эквивалентная добротность, учитывающая влияние $r_{\text{ист}}$; Q — добротность контура; $\dot{Z}_{\text{конт}}$ и $R_{\text{экв}}$ — сопротивления контура; $\dot{U}_{\text{к}}$ — напряжение на контуре. При $r_{\text{ист}} \rightarrow \infty$ $\dot{Z}_{\text{пер}} \rightarrow \dot{Z}_{\text{конт}}$, $R_{\text{пер}} \rightarrow R_{\text{экв}}$ и $Q_{\text{экв}} \rightarrow Q$.

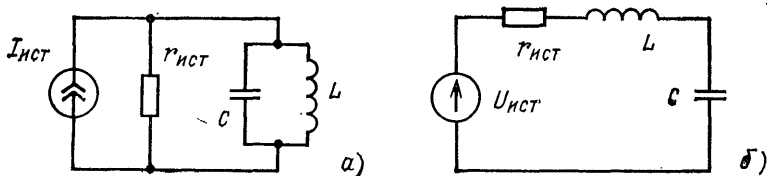


Рис. 3. Схемы подключения параллельного контура к источнику тока (а) и последовательного — к источнику напряжения (б).

Если к последовательному контуру подключен источник напряжения $\dot{U}_{\text{ист}}$ с внутренним сопротивлением $r_{\text{ист}}$ (рис. 3, б), то эквивалентная избирательная цепь будет характеризоваться проводимостью передачи

$$\dot{Y}_{\text{пер}} = \frac{\dot{I}_{\text{ист}}}{\dot{U}_{\text{ист}}} = \frac{\dot{Y}_{\text{конт}}}{1 + \dot{Y}_{\text{конт}} r_{\text{ист}}} = \frac{Y_{\text{перо}}}{1 + jxQ_{\text{экв}}}, \quad (26)$$

где

$$Y_{\text{перо}} = Q_{\text{экв}}/\rho \quad (27)$$

— проводимость передачи на резонансной частоте;

$$Q_{\text{экв}} = \rho Y_0/(1 + Y_0 r_{\text{ист}}) = Q/(1 + Y_0 r_{\text{ист}}) \quad (28)$$

— эквивалентная добротность; Q — добротность контура; $\dot{Y}_{\text{конт}}$ и Y_0 — проводимости контура. При $r_{\text{ист}} \rightarrow 0$ $\dot{Y}_{\text{пер}} \rightarrow \dot{Y}_{\text{конт}}$, $Y_{\text{перо}} \rightarrow Y_0$ и $Q_{\text{экв}} \rightarrow Q$.

Согласно (25) и (28) сопротивление источников ухудшает добротность контура. При $r_{\text{ист}} \rightarrow 0$ (рис. 3, а) и $r_{\text{ист}} \rightarrow \infty$ (рис. 3, б) $Q_{\text{экв}} \rightarrow 0$.

Добротность и параметры передачи нагруженной избирательной цепи зависят от сопротивления нагрузки. При подключении нагрузки с сопротивлением $R_{\text{н}}$ к параллельному колебательному контуру

$$Q_{\text{экв}} = (R_{\text{экв}} \| r_{\text{ист}} \| R_{\text{н}}) / \rho = Q / [1 + R_{\text{экв}} / (r_{\text{ист}} \| R_{\text{н}})]. \quad (29)$$

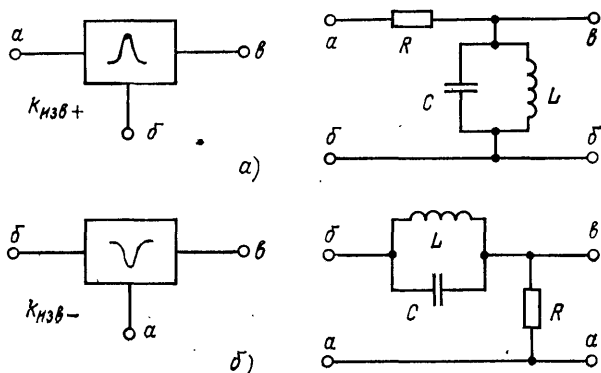


Рис. 4. Функциональные и электрические схемы прямой (а) и обратной (б) избирательных RLC -цепей.

При включении нагрузки с сопротивлением $r_{\text{н}}$ в последовательный колебательный контур

$$Q_{\text{экв}} = \rho Y_0 / [1 + Y_0 (r_{\text{ист}} + r_{\text{н}})] = Q / [1 + Y_0 (r_{\text{ист}} + r_{\text{н}})]. \quad (30)$$

Параметры передачи $\dot{Z}_{\text{пер}}$, $R_{\text{пер}}$, $\dot{Y}_{\text{пер}}$ и $\dot{Y}_{\text{пер}0}$ будут определяться формулами (23), (24), (26) и (27), но со значениями $Q_{\text{экв}}$ согласно (29) и (30).

Схемы рис. 3 соответствуют реальным избирательным цепям. Например, включение параллельного контура в качестве коллекторной нагрузки транзистора соответствует схеме рис. 3, а, где $I_{\text{ист}}$ — ток коллектора, а $r_{\text{ист}}$ — выходное сопротивление транзистора (см. § 5). В генераторах на операционных усилителях с низким выходным сопротивлением реальная схема включения контура будет соответствовать схеме на рис. 4, а, где R — резистор, включаемый последовательно с контуром. Схема рис. 4, а с $U_{\text{ист}}$ на входе избирательной RLC -цепи

эквивалентна схеме рис. 3, а при $R=r_{\text{ист}}$ и $U_{\text{ист}}=I_{\text{ист}}r_{\text{ист}}$ и характеризуется соответственно приведенными выше выражениями (25) и (29) для $Q_{\text{экв}}$. Параметром передачи цепи рис. 4, а в отличие от сопротивления передачи для цепи на рис. 3, а будет коэффициент передачи

$$k_{\text{пер}} = \frac{\dot{U}_{\text{н}}}{\dot{U}_{\text{ист}}} = \frac{\dot{U}_{\text{н}}}{\dot{I}_{\text{ист}} R} = \frac{\dot{Z}_{\text{пер}}}{R} = \frac{k_{\text{перо}}}{1 + jxQ_{\text{экв}}}, \quad (31)$$

где согласно (23) и (24)

$$k_{\text{перо}} = \rho Q_{\text{экв}}/R \quad (32)$$

— коэффициент передачи на резонансной частоте; $Q_{\text{экв}}$ — согласно (25) или при наличии нагрузки $R_{\text{н}}$ согласно (29) при $r_{\text{ист}}=R$.

Сопротивление, проводимость или коэффициент передачи избирательных цепей, выражаемые формулами (8), (20), (23), (26) и (31), можно характеризовать обобщенным выражением:

$$A_{\text{изб}} = \frac{\alpha Q_{\text{экв}}}{1 + jxQ_{\text{экв}}}, \quad (33)$$

где $\alpha=\rho$ (с размерностью сопротивления) для $\dot{Z}_{\text{конт}}$ и $\dot{Z}_{\text{пер}}$; $\alpha=1/\rho$ (с размерностью проводимости) для $\dot{Y}_{\text{конт}}$ и $\dot{Y}_{\text{пер}}$ и $\alpha=\rho/R$ (безразмерная величина) для $k_{\text{пер}}$.

Таким образом,

$$A_{\text{изб0}} = \alpha Q_{\text{экв}}. \quad (34)$$

Частотная и фазовая характеристики определяются соответственно выражениями:

$$s = 1/\sqrt{1 + (xQ_{\text{экв}})^2}; \quad (35)$$

$$\varphi = -\arctg(xQ_{\text{экв}}). \quad (36)$$

Избирательная цепь, схема которой показана на рис. 4, а (с резистором R), используется в автогенераторах на операционном усилителе, в цепи положительной обратной связи (см. гл. 3). В цепи отрицательной обратной связи операционного усилителя используется инверсная LCR -цепь (рис. 4, б), для которой

$$k_{\text{пер-}} = 1 - k_{\text{пер}} = \frac{(1 - k_{\text{перо}}) + jxQ_{\text{экв}}}{1 + jxQ_{\text{экв}}}, \quad (37)$$

где $k_{\text{пер}0}$ и $Q_{\text{экв}}$ — согласно (32) и (25). В обобщенном виде параметр передачи инверсной цепи

$$\dot{A}_{\text{пер-}} = 1 - \dot{A}_{\text{пер}} = \frac{(1 - \alpha Q_{\text{экв}}) + jxQ_{\text{экв}}}{1 + jxQ_{\text{экв}}} \quad (38)$$

3. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ RC-ЦЕПИ

В низкочастотных автогенераторах в качестве избирательных применяются RC-цепи, обладающие на низких частотах меньшими габаритами, чем LC-контуры.

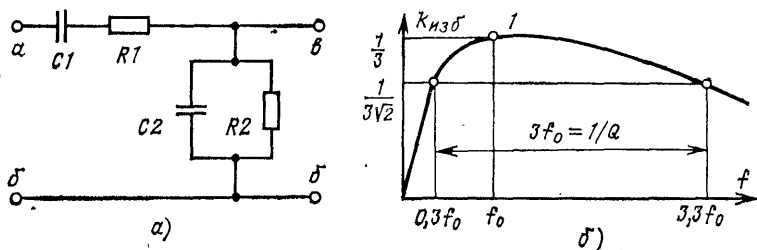


Рис. 5. Схема (а) и частотная характеристика (б) избирательной RC-цепи.

Широко известна избирательная RC-цепь, схема которой показана на рис. 5, а [3, 5, 20, 36]. Ее частотная и фазовая характеристики и коэффициент передачи определяются теми же общими выражениями (33), (35) и (36), что и цепи с LC-контуром. Как правило, рассматриваемая RC-цепь (рис. 5, а) характеризуется одним и тем же значением постоянной времени обоих ее звеньев $\tau_1 = R_1 C_1 = \tau_2 = R_2 C_2$, но значения сопротивлений звеньев могут быть разными: $R_1 = \alpha R_2$, $C_1 = C_2 / \alpha$, где α — коэффициент, показывающий, во сколько раз сопротивление звена $R_1 C_1$ больше сопротивления звена $R_2 C_2$.

Между основными параметрами RC-цепи на рис. 5, а, используемыми в формулах (33), (35) и (36), и параметрами α и τ независимо от общего сопротивления цепи существует зависимость:

$$\alpha = 1/a; \quad (39)$$

$$Q_{\text{экв}} = 1/(2 + 1/a); \quad (40)$$

$$\omega_0 = 1/\tau. \quad (41)$$

В простейшем случае при $a=1$; $\alpha=1$, $Q_{\text{экв}}=1/3$ и $k_{\text{пер } 0}=\alpha Q_{\text{экв}}=1/3$. Добротность цепи может быть увеличена при увеличении сопротивления звена $R_1 C_1$, приводящем к уменьшению взаимного влияния обоих звеньев. В пределе при $a \rightarrow \infty$ добротность $Q_{\text{экв}}=1/2$, но параметр $\alpha \rightarrow 0$, т. е. незначительное увеличение добротности сопровождается существенным снижением коэффициента передачи цепи: $k_{\text{пер } 0}=\alpha Q_{\text{экв}} \rightarrow 0$.

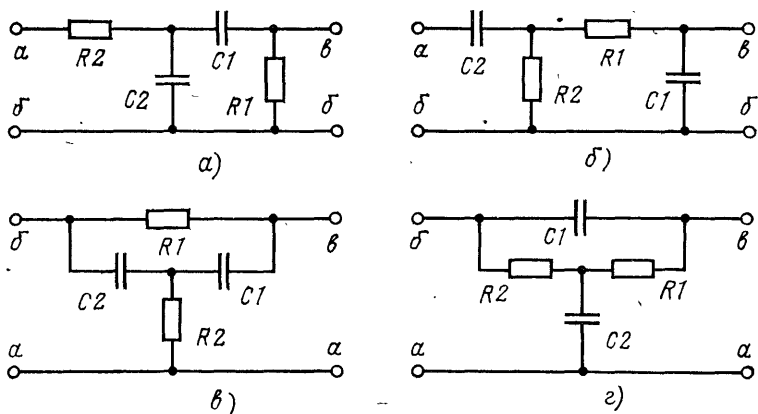


Рис. 6. Схемы избирательных RC -цепей в прямом (а, б) и инверсном (в, г) включениях.

На рис. 6, а, б показаны схемы двух других избирательных RC -цепей, состоящих из последовательно включенных элементарных RC -фильтров: нижних частот ($R_2 C_2$ на рис. 6, а и $R_1 C_1$ на рис. 6, б) и верхних частот ($C_1 R_1$ на рис. 6, а и $C_2 R_2$ на рис. 6, б) [3, 5]. Как и избирательная цепь на рис. 5, а, цепи на рис. 6, а, б характеризуются выражениями для частотной и фазовой характеристик и коэффициента передачи (31), (33), (35) и (36), а также для параметров $Q_{\text{экв}}$ и ω_0 (40) и (41), за исключением параметра α , который при любом значении a равен:

$$\alpha = 1. \quad (42)$$

При $a=1$ параметры цепи по схемам рис. 6, а, б идентичны параметрам цепей на рис. 5, а. В предельном случае при $a \rightarrow \infty$ добротность $Q_{\text{экв}}=1/2$ и в отличие от цепи на рис. 5, а $k_{\text{пер } 0}=1/2$. Таким образом, в цепях на

рис. 5, а, б можно получить несколько бóльшую добротность без уменьшения $k_{\text{пер } 0}$.

Тем не менее все три рассмотренные RC -цепи обладают низкой добротностью (меньшей единицы), при которой не только существенно расширяется полоса пропускания, но и существенно увеличивается асимметрия частотной характеристики (рис. 5, б), которая обычно малозаметна при малых значениях $\Delta\omega/\omega_0$. Соответственно несимметрична и фазовая характеристика.

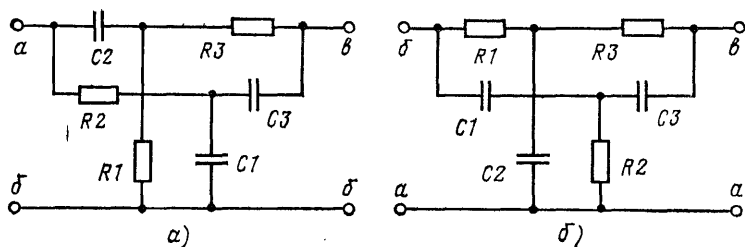


Рис. 7. Схемы избирательных RC -цепей типа двойного T -моста в прямом (а) и инверсном (б) включениях.

Избирательные цепи на рис. 5, а и 6, а, б, как и на рис. 4, а, используются в цепях положительной обратной связи. Цепи на рис. 6, а, б в инверсном включении (рис. 6, в, г) [29], как и цепь на рис. 3, б, используются в цепях отрицательной обратной связи (например, в автогенераторах на операционном усилителе, см. гл. 3). При этом выходное напряжение снимается не с выводов в и б, а с выводов в и а. Аналогичным образом может быть включена цепь по схеме рис. 5, а [20]. Коэффициент передачи при инверсном включении RC -цепей определяется выражениями (37) и (38).

На рис. 7 показана в прямом и инверсном включении более сложная RC -цепь, содержащая в отличие от цепей на рис. 5 и 6 три реактивных элемента [29, 39]. Цепь на рис. 7, б (в инверсном включении) известна под названием двойного T -моста [3]. Обозначив $R_2 = a_1 R_1$, $C_2 = C_1/a_1$, $R_3 = a_2 R_1$ и $C_3 = C_1/a_2$ (при $\tau = \tau_1 = \tau_2 = \tau_3$, где $\tau_1 = C_1 R_1$, $\tau_2 = C_2 R_2$ и $\tau_3 = C_3 R_3$), получим¹:

$$\alpha = 1 + 1/a_1 + 1/a_2; \quad (43)$$

$$Q_{\text{экв}} = 1/(\hat{a}_1 + a_1/a_2 + 1/a_1 + 1/a_2) \quad (44)$$

¹ Формулы получены из выражений для коэффициентов передачи в работе [5].

при выражениях (31), (35), (36), (37) и (41) для s , φ , $k_{\text{пер}}$, $k_{\text{пер}}$ и ω_0 .

RC -цепи на рис. 7 благодаря большому количеству RC -звеньев обладают преимуществами перед двухзвенными RC -цепями. В отличие от цепей на рис. 6, α , β , γ , а также цепей на рис. 5, α в инверсном включении, цепь на рис. 7, β способна полностью подавить сигнал на резонансной частоте. Условием для этого является $a_1 = 1/(1+a_2)$, при котором $\alpha = 2/a_1$, $Q_{\text{экв}} = a_1/2$ и соответственно $k_{\text{пер}0} = 1$ и $1 - k_{\text{пер}0} = 0$.

При другом условии, $a_1 = (\sqrt{2}-1)/(1+1/a_2)$, коэффициент передачи цепи по схеме на рис. 7, α имеет максимальное значение, превышающее единицу. Свойство цепи, при котором $k_{\text{пер}0} > 1$, используется в автогенераторах, в которых функции усилительного элемента выполняет, например, эмиттерный повторитель с коэффициентом передачи, меньшим единицы [5]. Обычно RC -цепи на рис. 7 используются при $a_2 = 1$. Тогда первое условие (при котором $k_{\text{пер}0} = 1$) $a_1 = 0,5$, а второе условие $a_1 = 0,5(\sqrt{2}-1)$, которому соответствует значение $k_{\text{пер}0} = 1,09$.

Цепи на рис. 7, как и другие RC -цепи, имеют низкую добротность. При $a_1 = 0,5$ и $a_2 = 1$ добротность $Q_{\text{экв}} = 1/4$. Добротность имеет максимальное значение при $a_1 = 1$ и $a_2 \rightarrow \infty$: $Q_{\text{экв}} \rightarrow 1/2$.

В табл. 1 наряду с выражениями параметра α для цепей с LC -контуром приведены также выражения α для

Таблица 1

Параметр α для избирательных LC - и RC -цепей

Тип цепи	Параллельный LC -контур	Последовательный LC -контур	Рис. 3, α	Рис. 3, β
Параметр α	ρ	$1/\rho$	ρ	$1/\rho$

Тип цепи	Рис. 4	Рис. 5, α	Рис. 6, α , β	Рис. 6, β , γ	Рис. 7
Параметр α	ρ/R	$1/a$	1	1	$1+1/a_1+1/a_2$

Параметры $Q_{\text{экв}}$ и $k_{\text{перо}}$ для избирательных RC -цепей

Тип цепи	Рис. 5, а (при $a=1$)	Рис. 6 а, в (при $a=1$)	Рис. 6 б, г (при $a=1$)	Рис. 7, а, б (при $a_1=0,5$ и $a_2=1$)
$Q_{\text{экв}}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$
$k_{\text{перо}}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	1

рассмотренных RC -цепей, а в табл. 2 приведены значения параметров $Q_{\text{экв}}$ и $k_{\text{перо}}$ ($\alpha Q_{\text{экв}}$).

ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

4. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Ниже рассматриваются транзисторные автогенераторы, в которых в качестве избирательной цепи используются LC -контур. Применение избирательных RC -цепей рассмотрено в следующей главе, посвященной автогенераторам на операционных усилителях, в сочетании с которыми использование RC -цепей наиболее целесообразно.

Простейший автогенератор содержит транзистор, выполняющий роль усилителя и ограничителя (3 и 4 на рис. 1, а), параллельный LC -контур в качестве избирательной цепи (2 на рис. 1, а), а также цепи смещения и питания. Автогенераторы могут иметь по-разному выполненную связь транзистора с контуром, различные схемы и режимы смещения, цепи ограничения. На основе однотранзисторного автогенератора могут быть выполнены двухтактные и многофазные автогенераторы.

В составе автогенератора, как и генератора с внешним возбуждением, транзистор может использоваться в следующих режимах, обусловленных состояниями эмиттерного и коллекторного переходов [33, 39, 43]:

активный, когда эмиттерный переход отперт, а к коллекторному переходу приложено обратное напряжение. При этом осуществляется линейное усиление и ток кол-

лсктора I_K повторяет ток эмиттера I_3 с коэффициентом передачи $h_{216} : I_K = h_{216} I_3$;

отсечки, когда оба перехода (эмиттерный и коллекторный) заперты обратными напряжениями, и транзистор не проводит;

насыщения, когда оба перехода отперты и ток коллектора определяется в основном внешней цепью.

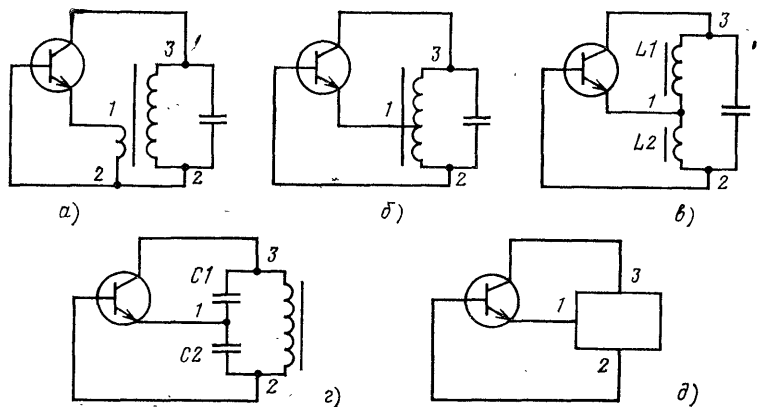


Рис. 8. Упрощенные схемы автогенераторов с индуктивной (а, б), кондуктивной (в, г) связью и обобщенная схема (д).

Указанные режимы используются в рассматриваемых ниже автогенераторах. Активный режим (без отсечки или насыщения) может быть использован только при наличии внешнего ограничителя амплитуды колебаний (4 на рис. 1, а). Функции усиления и ограничения транзистор может выполнять при поочередном использовании его в течение периода колебаний в двух или трех указанных выше режимах. При этом транзистор работает в нелинейном режиме усиления и обеспечивает ограничение амплитуды колебаний.

На рис. 8 приведены в упрощенном виде (без цепей питания и смещения) основные схемы автогенераторов, отличающиеся связью транзистора с колебательным контуром. Функцию нелинейного усилителя выполняет транзистор, а избирательной цепи — LC -контур.

В схеме автогенератора на рис. 8, а обратная связь (от контура к транзистору) осуществляется через вторичную обмотку 1—2 трансформатора, индуктивно связан-

ную с основной обмоткой 2—3, включенной в состав LC-контура (автогенератор с трансформаторной обратной связью).

В схеме автогенератора на рис. 8, б эмиттер транзистора подключен к части обмотки катушки индуктивности. Так как часть обмотки 1—2 имеет индуктивную связь с другой частью обмотки 1—3, катушку индуктивности можно рассматривать как автотрансформатор, а часть обмотки 1—2 — как его вторичную обмотку. В индуктивной обратной связи контура с транзистором — общее между схемами автогенераторов на рис. 8, а, б.

В схеме автогенератора на рис. 8, в контур содержит катушки индуктивности $L1$ и $L2$, не имеющие индуктивной связи между собой. В схеме автогенератора на рис. 8, г контур содержит конденсаторы $C1$ и $C2$. В схемах на рис. 8, в, г напряжение обратной связи снимается с элемента контура (катушки индуктивности $L2$ или конденсатора $C2$), имеющего только кондуктивную связь с другими элементами контура.

Схемы на рис. 8, в, г, а также на рис. 8, б называют трехточечными, так как контур имеет три вывода (три точки), которыми он подключен к транзистору. Обобщенная трехточечная схема, содержащая два элемента (транзистор и пассивный трехполюсник), показана на рис. 8, д. Как видно из схемы на рис. 8, а, она также приводится к обобщенной схеме на рис. 8, д. Трехполюсное подключение контура к транзистору обусловлено тем, что транзистор является трехполюсным усилительным элементом.

Во всех схемах на рис. 8, а—г контур включен между выводами базы и коллектора (точки 2 и 3). Возможны варианты схемы генератора (рис. 8, а) с включением контура между выводами эмиттера и коллектора, а обмотки обратной связи — между выводами базы и эмиттера (одна разновидность) и между выводами базы и коллектора (другая разновидность). При этом во втором случае коэффициент трансформации должен быть больше единицы. Обе разновидности схемы на рис. 8, а также приводятся к обобщенной схеме на рис. 8, д.

Автогенераторы, схемы которых изображены на рис. 8, могут по-разному подключаться к источнику питания и, следовательно, к общим шинам (заземления, питания). На рис. 9 показаны три варианта такого подключения для автогенератора с автотрансформаторной

связью (разделение цепей коллектора и эмиттера на рис. 9, а и цепей коллектора и базы на рис. 9, б, в по постоянному току и цепи смещения условно не показано). Выбор той или иной схемы определяется конструктивными требованиями к разрабатываемому автогенератору и применяемым элементам (например, коллекторный вывод транзистора в схеме на рис. 9, в может быть за-

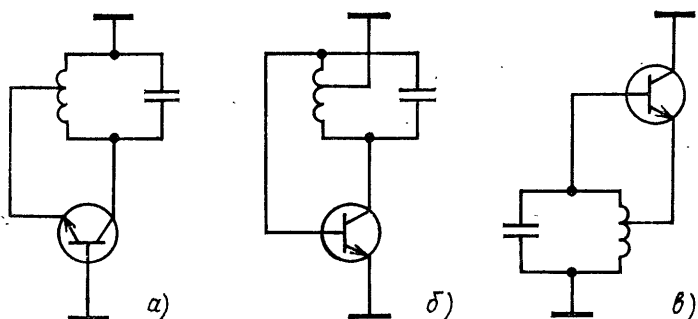


Рис. 9. Упрощенные схемы автогенераторов с индуктивной связью при заземлении базы (а), эмиттера (б) и коллектора (в).

землен). Рассматривая схемы на рис. 9, можно предположить, что автогенераторы отличаются схемой включения транзистора (с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором). Но такое деление может быть лишь условным, так как автогенератор не возбуждается внешним источником сигнала (в этом смысле автогенератор — система автономная) [5]. Выбор того или иного подхода к расчету, обусловливаемому схемой включения транзистора, определяется удобством расчета (например, в § 7 при анализе автогенератора предполагается, что транзистор включен по схеме с общей базой, а в § 8 — по схеме с общим эмиттером).

В последующих параграфах рассмотрены однотранзисторные автогенераторы, отличающиеся режимами смещения и ограничения амплитуды колебаний, а также построение двухтактных и многофазных автогенераторов. В § 5 рассмотрены частотные свойства и выходная цепь транзистора и их влияние на работу автогенераторов.

5. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРНОЙ УСИЛИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ

На рис. 10, а приведена эквивалентная схема усилительной цепи на транзисторе, соответствующая активному режиму усиления, где тонкой линией обведена Т-образная низкочастотная эквивалентная схема транзистора [35, 39, 45]. На ней приняты следующие обозначения: r_a и r_k — дифференциальные сопротивления эмиттерного (в открытом состоянии) и коллекторного (в запертом состоянии) переходов, r_b — сопротивление базы, αI_a — эквивалентный источник тока (эквивалентный генератор, характеризующий усилительные свойства транзистора), α — коэффициент передачи тока эмиттера I_a ($\alpha < 1$), R_a , R_b и R_k — сопротивления внешних цепей эмиттера, базы и коллектора, U_a и U_b — источники входного сигнала. На рис. 10, а показаны в общем случае два источника входного сигнала: U_a и U_b ; при этом $U_{вх} = U_a - U_b$. В большинстве случаев используется один из источников: U_a или U_b ($U_{вх} = U_a$ при $U_b = 0$ и $U_{вх} = -U_b$ при $U_a = 0$).

Известна также разновидность эквивалентной схемы транзистора [43], показанная на рис. 10, б с источником (эквивалентным гене-

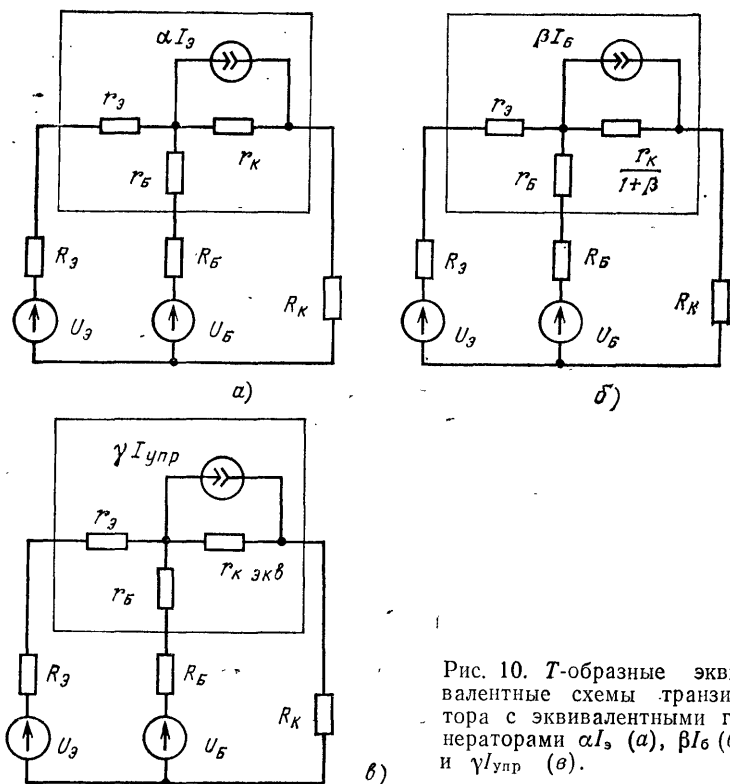


Рис. 10. Т-образные эквивалентные схемы транзистора с эквивалентными генераторами αI_a (а), βI_b (б) и $\gamma I_{упр}$ (в).

ратором) βI_6 и эквивалентным сопротивлением коллекторного перехода $r_K(1-\alpha) = r_K/(1+\beta)$, где

$$\beta = \alpha/(1-\alpha) \quad (45)$$

— коэффициент передачи тока базы I_6 .

Выходное сопротивление цепи на рис. 10, а, определяемое при отключенных (закороченных) источниках U_9 и U_6 и подключенном к коллектору (вместо R_K) источнике напряжения $U_{вх}$, равно:

$$r_{вх} = r_K(1-n\alpha) + (r_9 + R_9) \parallel (r_6 + R_6), \quad (46)$$

где

$$n = 1/[1 + (r_9 + R_9)/(r_6 + R_6)] \quad (47)$$

— коэффициент, определяемый соотношением сопротивлений цепей эмиттера и базы [26, 43].

Эквивалентная схема транзисторной цепи, соответствующая выражению (46), показана на рис. 10, в. Эквивалентное сопротивление коллекторного перехода (рис. 10, в)

$$r_{к.э.кв} = r_K(1-n\alpha), \quad (48)$$

т. е. соответствует первому члену в (46), а второму члену соответствует параллельная цепь из $r_9 + R_9$ и $r_6 + R_6$.

ЭДС эквивалентных источников в схеме на рис. 10, в: в эмиттерно-базовой цепи те же, что и для схем на рис. 10, а, б, т. е. U_9 и U_6 , а в коллекторной цепи действует эквивалентный источник тока

$$I_\Gamma = \gamma I_{упр}, \quad (49)$$

где

$$I_{упр} = U_{вх}/(r_9 + R_9 + r_6 + R_6) \quad (50)$$

— управляющий ток;

$$\gamma = \alpha/(1-n\alpha) = \beta/[1 + (1-n)\beta] \quad (51)$$

— эквивалентный коэффициент передачи.

В отличие от схем на рис. 10, а, б, схема на рис. 10, в дает наглядное представление о выходном сопротивлении и эквивалентном источнике.

Так как обычно

$$(r_9 + R_9) \parallel (r_6 + R_6) \ll r_K(1-n\alpha), \text{ то}$$

эквивалентная схема коллекторной цепи транзистора может быть упрощенно представлена в виде параллельной цепи из источника тока $I_\Gamma = \gamma I_{упр}$ и сопротивления $r_{вх} \approx r_{к.э.кв}$.

Параметры α и β , используемые в приводимых выше формулах, являются коэффициентами передачи в выражениях для тока эквивалентного генератора αI_9 и βI_6 (рис. 10, а, б). На практике транзистор характеризуют близкими к ним параметрами: $h_{216} = I_K/I_9$, измеряемым при $R_9=0$, $R_6 \rightarrow \infty$ и $R_K=0$, и $h_{219} = -I_K/I_6$, измеряемым при $R_9=0$, $R_6 \rightarrow \infty$ и $R_K=0$ (знак минус перед отношением I_K/I_6 обусловлен тем, что ток I_K находится в противофазе с I_6). Из эквивалентных схем на рис. 10, а, б (с учетом указанных условий измерения) можно получить:

$$h_{216} = (r_6 + \alpha r_K)/(r_6 + r_K);$$

$$h_{219} = \frac{-r_9 + \beta r_K/(1+\beta)}{r_9 + r_K/(1+\beta)}.$$

т. е. при $r_6 \ll r_k$ и $r_3 \ll r_k/(1+\beta)$

$$h_{216} \approx \alpha \text{ и } h_{213} \approx \beta. \quad (52)$$

В связи с этим вместо α и β в дальнейшем будем пользоваться параметрами h_{216} и h_{213} , приводимыми в ТУ и справочниках [42]. Аналогично этому вместо γ будем пользоваться обозначением $h_{213кв}$. Выразив r_k через $h_{226} \approx 1/r_k$ [42], запишем вместо (48)

$$r_{к.э.кв} \approx (1 - nh_{216})/h_{226}. \quad (53)$$

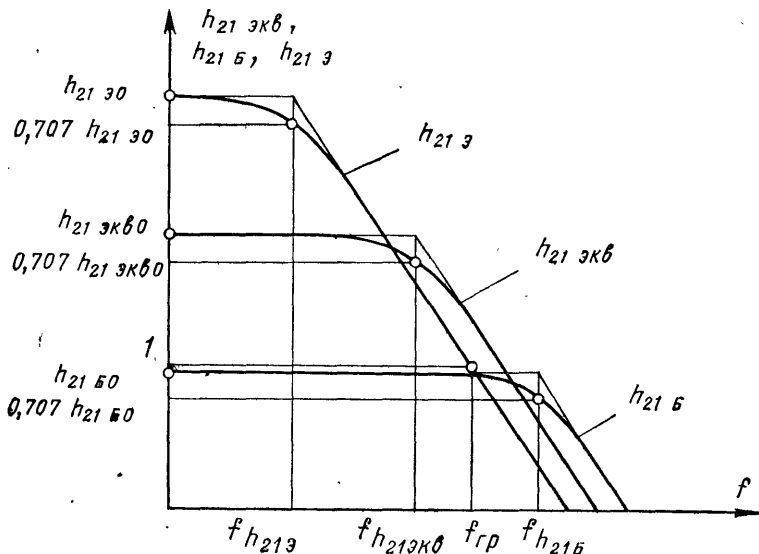


Рис. 11. Частотные характеристики коэффициентов передачи h_{216} , h_{213} и $h_{213кв}$.

Рассмотренные эквивалентные схемы справедливы для области низких частот, когда $f \ll f_{h_{213кв}}$, ($f \ll f_{h_{216}}$, $f \ll f_{h_{213}}$), где $f_{h_{213кв}}$, $f_{h_{216}}$ и $f_{h_{213}}$ — предельные частоты по коэффициентам передачи $h_{213кв}$, h_{216} и h_{213} (рис. 11). Введение сопротивления R_3 , при помощи которого создается отрицательная обратная связь по току, приводит к выравниванию частотной характеристики, при которой $f_{h_{213кв}} > f_{h_{213}}$. Предельная частота $f_{h_{213кв}}$ может быть определена по приближенной формуле:

$$f_{h_{213кв}} \approx f_{h_{216}} (1 - nh_{2160}) / (1 + mn), \quad (54)$$

где h_{2160} — значение коэффициента передачи h_{216} на низкой частоте; m — коэффициент, равный 0,21 для дрейфовых и около 0,7 для бездрейфовых транзисторов [33].

При $n \rightarrow 0$ (т. е. при $R_3 \rightarrow \infty$) $f_{h_{213кв}} \rightarrow f_{h_{216}}$; при $n \rightarrow 1$ (т. е. при $R_6 \rightarrow \infty$) $f_{h_{213кв}} \rightarrow f_{h_{213}}$. Таким образом, от сопротивлений R_3

и R_0 зависит полоса частот, в пределах которой влияние инерционных свойств транзистора пренебрежимо мало. На рис. 11 приведены примерные зависимости коэффициентов h_{216} , h_{219} и h_{219KB} от частоты.

Рассмотрим пример с транзистором МП41А [42] при $R_0=0$, $R_6=3$ кОм. Для МП41А при $I_0=1$ мА: $h_{2190}=50 \div 100$, $f_{h216}=1$ МГц, $h_{226} \leq 3,3$ мкс, $r_6=220$ Ом [42] и $r_3 \approx 25/I_0=25$ Ом (r_3 — в омах, I_0 — в миллиамперах [43]). В результате $n=0,99$; $h_{219KB0}=33 \div 50$; $f_{h219KB} \geq 16,5$ кГц; $r_{K.9KB} \geq 6$ кОм. При $R_0=1$ кОм (вместо $R_0=0$) $n=0,76$; $h_{219KB0}=3,85 \div 4$; $f_{h219KB} \geq 215$ кГц; $r_{K.9KB} \geq 15$ кОм.

6. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ СМЕЩЕНИЕМ

Транзисторные автогенераторы можно классифицировать по виду смещения, определяющему их режим работы. Простейшим является автогенератор с внешним смещением, у которого смещение задается извне и не зависит от амплитуды генерируемых колебаний. Схемы таких генераторов приведены на рис. 12. Режим возникновения генерации — мягкий, внешнее смещение обеспечивает усиление колебаний вначале без ограничения. По мере роста амплитуды наступает ограничение за счет отсечки тока и, наконец, устанавливается баланс амплитуд.

Рассматриваемые автогенераторы используются обычно в недонапряженном режиме, т. е. без захода в область насыщения транзистора, что обеспечивает незначительные искажения формы синусоидальных колебаний и благодаря незначительному шунтированию контура транзистором более высокую стабильность частоты. Приведенные ниже соотношения даны для недонапряженного режима в области низких частот.

Помимо расширения полосы частот и повышения выходного сопротивления транзисторной цепи (согласно

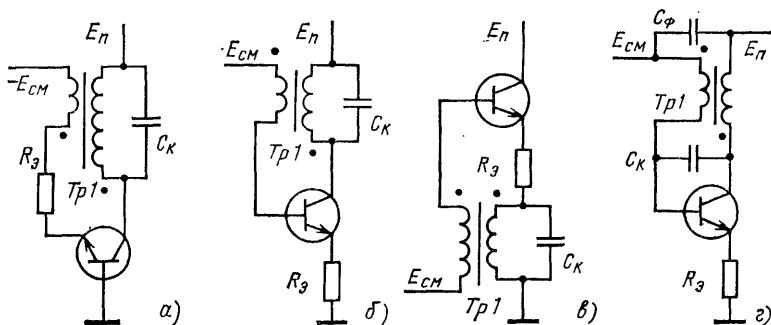


Рис. 12. Схемы автогенераторов с внешним смещением, трансформаторной (а—в) и автотрансформаторной (г) связью.

§ 5), резистор R_3 стабилизирует ток смещения, задаваемый внешним источником напряжения $E_{см}$ (рис. 12):

$$I_{см} = (E_{см} - U_{бэ})/R_3 = (E_{см} - U_{эп})/(R_3 + h_{11б}), \quad (55)$$

где $U_{бэ}$ — падение напряжения база — эмиттер; $U_{эп}$ — напряжение на эмиттерном переходе; $h_{11б} = r_3 + r_6/(1 + h_{21б})$ — сопротивление база — эмиттер транзистора в активном режиме для тока эмиттера (входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общей базой) [33, 40]. Под током смещения будем понимать постоянный ток эмиттера, которому соответствуют значения фазы переменной составляющей $\pi/2$, $3\pi/2$ и т. д. (рис. 13, а).

Переменная составляющая тока эмиттера обусловлена напряжением положительной обратной связи $U_{обр}$, снимаемым с контура и подаваемым в цепь эмиттера (рис. 12, а) или базы (рис. 12, б—г) транзистора. Амплитуда неисеченной части переменной составляющей (рис. 13, а)

$$I_{\sim 0} = U_{обр}/(R_3 + h_{11б}). \quad (56)$$

Поскольку переменная составляющая усечена, амплитуда ее первой гармоники

$$I_1 = \gamma_1 I_0, \quad (57)$$

где

$$\gamma_1 = (2\theta - \sin 2\theta)/2\pi. \quad (58)$$

— коэффициент разложения согласно [23], соответствующий коэффициенту ограничения в формуле (1); θ — угол отсечки, который может быть определен в соответствии с рис. 13, а по формуле

$$I_0 = I_{см}/(-\cos \theta). \quad (59)$$

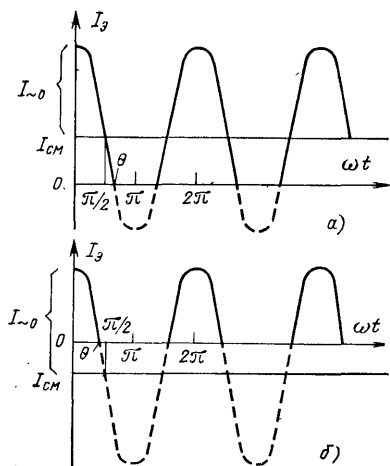


Рис. 13. Эпюры тока эмиттера с углом отсечки $\theta > \pi/2$ (а) и $\theta < \pi/2$ (б).

Амплитуда напряжения на контуре, включенном в цепь коллектора,

$$U_K = h_{216} I_1 R_K = k_{yc} U_{обр}, \quad (60)$$

где согласно (1), (56), (57) и (60)

$$k_{yc} = U_K / U_{обр} = \gamma_1 k_{yc0}; \quad (61)$$

$$k_{yc0} = k_{216} R_K / (R_9 + h_{116}) \approx R_K / (R_9 + h_{116}) \quad (62)$$

— коэффициенты усиления усилительной цепи (с ограничением и без ограничения амплитуды колебаний); R_K — сопротивление нагрузки, определяемое эквивалентным сопротивлением контура (§ 2) с учетом шунтирующего влияния выходного сопротивления (§ 5), внешней нагрузки и цепи обратной связи;

$$U_{обр} = k_{обр} U_K \quad (63)$$

— амплитуда напряжения обратной связи; $k_{обр}$ — коэффициент обратной связи, равный для схем автогенераторов на рис. 12, а, б, в коэффициенту трансформации $n_{обр}$, а для схемы автогенератора на рис. 13, в $k_{обр} = n_{обр} - 1$.

В соответствии с условием баланса амплитуд (4) $k_{yc} k_{обр} = 1$ и формулами (61) и (62)

$$\gamma_1 = (R_9 + h_{116}) / k_{обр} R_K. \quad (64)$$

Отсюда следует, что соотношение величин $R_9 + h_{116}$, R_K и $k_{обр}$ определяет в автогенераторе в соответствии с (58) угол отсечки θ . Амплитуда колебаний может быть выражена через напряжение смещения и угол θ

$$U_K \approx \frac{E'_{см}}{k_{обр} (-\cos \theta)}, \quad (65)$$

где $E'_{см} = E_{см} - U_{э.п.}$. Для рассматриваемых автогенераторов с внешним смещением $I_{см} > 0$, $E'_{см} > 0$, а угол отсечки в пределах $\pi/2 < \theta < \pi$ и соответственно коэффициент разложения

$$0,5 < \gamma_1 < 1. \quad (66)$$

Изменяя $E_{см}$, можно в соответствии с (65) регулировать амплитуду колебаний. Указанная регулировка может быть использована для стабилизации U_K при переменной нагрузке.

Постоянная составляющая тока эмиттера отличается от тока смещения и равна:

$$I_{\Sigma} = \gamma I_0, \quad (67)$$

где согласно [23]

$$\gamma = (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi. \quad (68)$$

7. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ЭМИТТЕРНЫМ АВТОСМЕЩЕНИЕМ

В § 6 рассматривались автогенераторы, у которых ток смещения определяется внешним источником и не зависит от амплитуды колебаний. В § 7 и 8 рассмотрены автогенераторы, у которых ток смещения зависит от амплитуды колебаний. Такие генераторы будем называть генераторами с автосмещением. С ростом амплитуды (как будет показано ниже) ток смещения уменьшается,

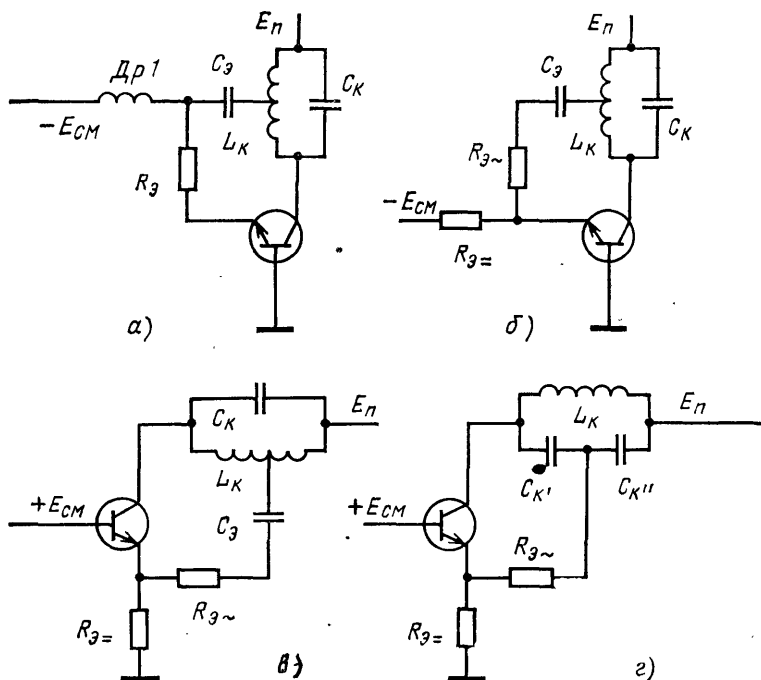


Рис. 14. Схемы автогенераторов с внешним смещением (а) и эмиттерным автосмещением (б—г).

что способствует стабилизации амплитуды колебаний [15].

На рис. 14 приведены схемы автогенераторов, у которых, в отличие от автогенератора на рис. 12, *а*, напряжение положительной обратной связи, снимаемое с контура, подается в цепь эмиттера через разделительный конденсатор C_3 (в автогенераторе на рис. 14, *б* функцию C_3 выполняют конденсаторы контура C'_k и C''_k). Конденсатор C_3 разделяет (изолирует) цепи постоянного тока коллектора и эмиттера (в автогенераторе на рис. 12, *а* эту функцию выполняет трансформатор $Tr1$). При использовании транзистора в режиме, рассмотренном для автогенераторов с внешним смещением в § 6 (недо-напряженный режим с отсечкой тока эмиттера), вследствие импульсного характера тока (рис. 13, *а*) на конденсаторе C_3 при определенных условиях может возникнуть дополнительное напряжение смещения. В схеме автогенератора на рис. 14, *а* конденсатор подключен к источникам — $E_{см}$ и $E_{п}$ через обмотки $Dp1$ и L_k , имеющие малое сопротивление постоянному току. Напряжение на конденсаторе равно $U_C = E_{п} + E_{см}$. В схеме автогенератора на рис. 14, *б* сопротивление цепи обратной связи изменяется в течение периода колебаний от значения $R_{э\sim} + h_{11б}$ — в открытом до значения $R_{э\sim} + R_{э=}$ — в запертом состоянии транзистора. При этом напряжение на конденсаторе

$$U_C = E_{п} + U_{б.э} + \Delta U_C, \quad (69)$$

где ΔU_C — изменение напряжения на конденсаторе, обусловленное автосмещением.

Для определения ΔU_C запишем уравнения:

$$\Delta Q_{зар} = \int_0^{\theta} \frac{E_{п} - U_{обр} \cos \omega t - U_C + U_{б.э}}{R_{э\sim} + h_{11б}} d\omega t; \quad (70)$$

$$\Delta Q_{разр} = \int_0^{\pi} \frac{E_{п} - U_{обр} \cos \omega t - U_C + E_{см}}{R_{э\sim} + R_{э=}} d\omega t, \quad (71)$$

где $\Delta Q_{зар}$ и $\Delta Q_{разр}$ — изменение количества заряда на конденсаторе в течение от 0 до θ (от $2\pi - \theta$ до 2π и т. д.) и от θ до π (от π до $2\pi - \theta$ и т. д.), а U_C — согласно (69). Так как в установившемся режиме $\Delta Q_{зар} +$

$+\Delta Q_{\text{разр}}=0$, из выражений (69) — (71) получим:

$$\Delta U_C = - \frac{-U_{\text{обр}} \sin \theta + (E_{\text{см}} - U_{\text{б.э}}) (\pi - \theta) (R_{\text{э}\sim} + h_{116}) / (R_{\text{э}\sim} - h_{116})}{\theta + \pi (R_{\text{э}\sim} + h_{116}) / (R_{\text{э}\sim} - h_{116})} \approx$$

$$\approx - \frac{-U_{\text{обр}} \sin \theta + E_{\text{см}} (\pi - \theta) R_{\text{э}\sim} / R_{\text{э}\sim}}{\theta + \pi R_{\text{э}\sim} / R_{\text{э}\sim}} \quad (72)$$

(при $E_{\text{см}} \gg U_{\text{б.э}}$, $R_{\text{э}\sim} \gg h_{116}$ и $R_{\text{э}\sim} \gg h_{116}$).

Выражение (72) можно получить и для схем автогенераторов на рис. 14, в, г, отличающихся от схемы автогенератора на рис. 14, б полярностью и местом подключения источника смещения $E_{\text{см}}$.

Ток смещения в схеме автогенератора на рис. 14, б—г

$$I_{\text{см}} = I_{\text{см}0} + \Delta I_{\text{см}}, \quad (73)$$

где $I_{\text{см}0}$ — начальный ток смещения, определяемый выражением (55): $I_{\text{см}0} \approx E_{\text{см}} / R_{\text{э}\sim}$, а $\Delta I_{\text{см}} \approx \Delta U_C / R_{\text{э}\sim}$. Подставляя выражения $I_{\text{см}0}$, $\Delta I_{\text{см}}$ и (72), а также $I_{\sim 0} \approx U_{\text{обр}} / R_{\text{э}\sim}$ согласно (56), где $R_{\text{э}}$ (см. рис. 12, а) заменено на $R_{\text{э}\sim}$ (рис. 14, б—г), получаем:

$$I_{\text{см}} = a I_{\text{см}0}, \quad (74)$$

где

$$a = \frac{2\theta - \pi (1 - R_{\text{э}\sim} / R_{\text{э}\sim})}{\theta + \text{tg } \theta + \pi R_{\text{э}\sim} / R_{\text{э}\sim}}. \quad (75)$$

Анализ выражения (75) показывает, что коэффициент $a < 1$ может быть: $a > 0$ при $\pi > \theta > \pi/2$ и $1 < k_{\text{ус}0} k_{\text{обр}} < 2$, $a = 0$, при $\theta = \pi/2$ и $k_{\text{ус}0} k_{\text{обр}} = 2$, $a < 0$ при $\theta < \pi/2$ и $k_{\text{ус}0} k_{\text{обр}} > 2$, где согласно (62) $k_{\text{ус}0} \approx R_{\text{к}} / (R_{\text{э}\sim} + h_{116}) \approx R_{\text{к}} / R_{\text{э}\sim}$. Эпюра тока при $\theta < \pi/2$ показана на рис. 13, б.

Автогенераторы с эмиттерным автосмещением, точнее, с внешним и дополнительным эмиттерным автосмещением (рис. 14, б—г) отличаются от автогенераторов с внешним смещением (см. рис. 12 и 14, а) только режимом смещения. Остальные соотношения, рассмотренные в § 6, применимы и для рассматриваемых автогенераторов с той разницей, что вместо $R_{\text{э}}$ следует пользоваться $R_{\text{э}\sim}$. В схемах автогенераторов на рис. 12 и 14, а функции $R_{\text{э}\sim}$ и $R_{\text{э}\sim}$ выполняются одним резистором $R_{\text{э}}$. В соответствии с (55), (65) и (74) напряжение на контуре

$$U_{\text{к}} = a E'_{\text{см}} / k_{\text{обр}} (-\cos \theta), \quad (76)$$

где a согласно (75).

Возможны варианты схем автогенераторов с эмиттерным автосмещением, отличающиеся, например, тем, что напряжение обратной связи, снимаемое со вторичной обмотки (при трансформаторной обратной связи), подается в цепь базы (обмотка включена последовательно с $E_{см}$ и выводом базы), а последовательная цепочка из $R_{э\sim}$ и $C_{э}$ подключена к общей шине. При этом резистор $R_{э\sim}$ может быть подключен параллельно $C_{э}$ при сопротивлении эмиттера постоянному току, равном $R_{э\sim} + R_{э\sim}$.

8. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С БАЗОВЫМ АВТОСМЕЩЕНИЕМ

На рис. 15 приведены примеры схем автогенераторов, работающих в режиме с базовым автосмещением. В цепи базы транзистора включена $R_б C_б$ -цепь. Через конденсатор $C_б$ к базе транзистора подводится напря-

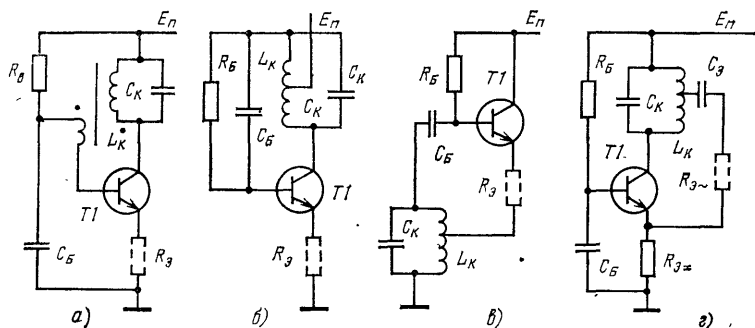


Рис. 15. Схемы автогенераторов с базовым автосмещением.

a — с трансформаторной; $б, в$ — автотрансформаторной обратной связью; $г$ — с дополнительным эмиттерным автосмещением.

жение обратной связи $U_{обр}$ (рис. 15, $a - в$). В схеме автогенератора на рис. 15, $г$, в которой $U_{обр}$ подведено к эмиттеру, конденсатор $C_б$ соединяет базу с общей шиной. Резистор $R_б$ соединяет по постоянному току базу с источником $E_п$. При этом через $R_б$ обеспечивается начальное положительное смещение, отпирающее транзистор и обеспечивающее мягкое возбуждение автогенератора. Сопротивление определяется из расчета $R_б \leq \leq (E_п - U_{б.э}) (1 + h_{21э\min}) / I_{см0}$, где $U_{б.э}$ — падение напряжения база — эмиттер; $h_{21э\min}$ — минимальное зна-

чение статического (по постоянному току) коэффициента передачи, и для маломощных транзисторов составляет десятки и сотни килоом.

После включения питания благодаря условию $k_{yc0}k_{обр} > 1$ (см. § 1) амплитуда колебаний возрастает. С ростом амплитуды при $U_K + U_{обр} \rightarrow E_{\Pi}$ (рис. 15, а — в) и $U_K \rightarrow E_{\Pi}$ (рис. 15, г) наступает перенапряженный режим, при котором импульсами тока через отпирающий коллекторный переход осуществляется заряд конденсатора C_6 . При этом на C_6 возникает смещающее напряжение ΔU_C , запирающее транзистор, который в связи с этим начинает работать с отсечкой тока. Устанавливается баланс амплитуд, при котором согласно (1) и (4) $\gamma_1 k_{yc0} k_{обр} = 1$ (как отмечалось в § 6, m в указанных выражениях соответствует γ_1).

На рис. 16, а приведены эюры напряжений в цепях автогенератора (см. рис. 15, а). Здесь приняты следующие обозначения: U_K — напряжение на коллекторе;

$U_{обр}$ — напряжение обратной связи;

$$U_{K.6} = U_K + U_{обр} = (1 + k_{обр}) U_K \quad (77)$$

— суммарное напряжение коллектор — база (U_K , $U_{обр}$ и $U_{K.6}$ — амплитуды напряжений). Коллекторный переход транзистора, отпирающийся в результате работы автогенератора в перенапряженном режиме, совместно с $R_6 C_6$ -цепью образует цепь пикового детектирования разностного напряжения $U_{K.6} - E_{\Pi}$, в связи с чем на базе возникает постоянное напряжение смещения, зависящее от амплитуды колебаний:

$$E_{см} = E_{\Pi} - U_{K.6}, \quad (78)$$

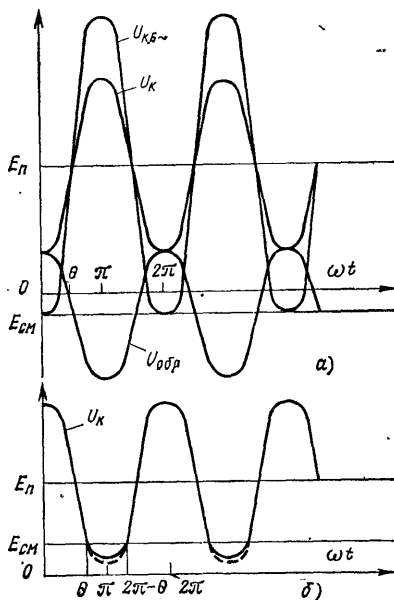


Рис. 16. Эюры напряжений в цепях автогенераторов.

а — с базовым автосмещением; б — с шунтированием контура.

откуда

$$U_{к.б} \approx E_{к.б}, \quad (79)$$

где $E_{к.б} = E_{п} - E_{см}$ — постоянное напряжение между коллектором и базой.

Транзистор в автогенераторах с базовым автосмещением поочередно в течение периода колебаний находится в трех состояниях: запертом (отсечки), отпертом (активном) и насыщения. Состояние насыщения кратковременно (определяется пиковым режимом детектирования $U_{к.б}$ через коллекторный переход), а работа автогенератора в активном режиме и режиме отсечки соответствует работе автогенератора с внешним смещением. При этом форма колебаний за счет перенапряженного режима искажена незначительно, так как состояние насыщения кратковременно и шунтирование контура цепью автосмещения, работающей в режиме пикового детектирования, невелико. Поэтому ток смещения, как и для автогенераторов с внешним смещением, будет определяться формулой (55), где $E_{см}$ — согласно (78), а амплитуда напряжения на коллекторе согласно (65) и (78)

$$U_{к} \approx (E_{п} - U_{к.б})/k_{обр} (-\cos \theta), \quad (80)$$

которая после подстановки выражения (77)

$$U_{к} \approx E_{п}/[1 + k_{обр}(1 - \cos \theta)]. \quad (81)$$

В результате, как и в рассмотренных в § 6 и 7 автогенераторах, угол θ определяется соотношением $R_3 + h_{11б}$, $R_к$ и $k_{обр}$, а амплитуда колебаний — θ и напряжением питания $E_{п}$, которому пропорциональна. Угол θ в зависимости от указанного соотношения, определяемого формулой (64), может быть $0 < \theta < \pi$ (при $0 < \gamma_1 < 1$) и соответствовать рис. 13, а, б.

Формула (81) выражает напряжение на коллекторе транзистора и соответственно на контуре автогенератора по схеме на рис. 15, а. На контурах в автогенераторах по схемам на рис. 15, б, в $U_{конт} = (1 + k_{обр})U_{к}$. В схеме автогенератора на рис. 15, г $U_{конт} = U_{к} = U_{к.б}$, в связи с чем в отличие от (81) и согласно (80)

$$U_{к} \approx E_{п}/[1 + k_{обр}(-\cos \theta)]. \quad (82)$$

9. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ШУНТИРОВАНИЕМ КОНТУРА

Принцип работы автогенератора с шунтированием контура [32] существенно отличается от принципа работы рассмотренных выше генераторов. Ограничение амплитуды колебаний в нем достигается в результате нелинейного шунтирования контура при достижении генерируемыми колебаниями определенной амплитуды.

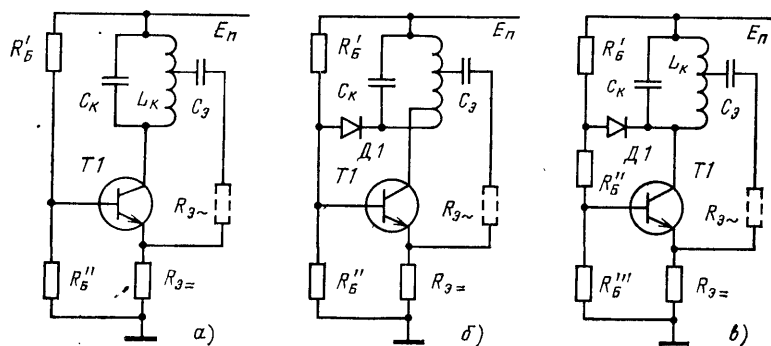


Рис. 17. Схемы автогенераторов с шунтированием (а) и внешним шунтированием (б, в) контура.

Шунтирование контура может быть осуществлено, например, в генераторе на рис. 14, в [8, 12] при увеличении тока смещения (например, уменьшением сопротивления R_3). При отсутствии отсечки возрастание амплитуды колебаний приведет к перенапряженному режиму, при котором через отпираемый в прямом направлении коллекторный переход контур будет шунтироваться базовой цепью и дополнительно через эмиттерный переход — цепью эмиттера. Если базовая цепь имеет низкое сопротивление, контур в течение времени отпираания коллекторного перехода будет шунтироваться накоротко, а колебания будут иметь форму синусоиды, отрицательные полуволны которой будут усечены (иметь плоскую вершину). При включении в цепь базы резистора (последовательно с $E_{см}$) контур будет шунтироваться этим резистором, резистором $R_{э=}$ и, кроме того, часть контура будет шунтироваться резистором $R_{э~}$. При этом уплощение будет закругленным, как показано на

рис. 16, б (пунктирной линией показана кривая без уплощения).

На рис. 17, а показана схема автогенератора, соответствующая схеме на рис. 14, в, где $E_{см} = E_{п} R_6' / (R_6' + R_6'')$, а эквивалентное сопротивление цепи базы $R_6 = R_6' R_6'' / (R_6' + R_6'')$. Согласно рис. 16, б амплитуда напряжения на контуре (на коллекторе транзистора)

$$U_K \approx E_{к.б} / (-\cos \theta), \quad (83)$$

где $E_{к.б} = E_{п} - E_{см}$, а θ — угол согласно рис. 16, б (в течение периода — от 0 до 2π — шунтирование происходит в пределах от θ до $2\pi - \theta$).

Эквивалентное сопротивление контура с учетом влияния шунтирующей цепи меняется в течение периода колебаний. При активном состоянии транзистора эквивалентное сопротивление

$$R_{экв1} \approx 1 / \left(\frac{1}{R_{экв0}} + \frac{k_{обр}^2}{R_{э\sim} + h_{11б}} \right), \quad (84)$$

где $R_{э\sim} + h_{11б}$ — приближенное выражение сопротивления цепи обратной связи, а $R_{экв0}$ — собственное эквивалентное сопротивление контура.

В режиме насыщения

$$R_{экв2} \approx 1 / \left(\frac{1}{R_{экв0}} + \frac{1}{R_6 \parallel R_{э=}} + \frac{(1 - k_{обр})^2}{R_{э\sim}} \right), \quad (85)$$

где второй член в знаменателе учитывает шунтирование контура базовой цепью с сопротивлением R_6 (через коллекторный переход) и резистором $R_{э=}$ (через оба перехода), а третий член — шунтирование части контура резистором $R_{э\sim}$ (через оба перехода).

Можно показать, что эквивалентное сопротивление контура, среднее за период, равно:

$$R_K = 1 / \left(\frac{\theta/\pi}{R_{экв1}} + \frac{1 - \theta/\pi}{R_{экв2}} \right). \quad (86)$$

При расчете следует задаться значением θ (например, $5\pi/6$) и при выбранном напряжении $E_{п}$ найти из (83) U_K и $E_{см}$. Затем, задаваясь R_K и $k_{обр}$ (например, $R_K = 0,5 R_{экв0}$ и $k_{обр} = 0,5$), находим согласно (64) с учетом (58) величину $R_{э\sim}$; а затем согласно (86) с учетом (84) и (85) — значение $R_6 \parallel R_{э=}$. По U_K , $k_{обр}$ и $R_{э\sim} + h_{11б}$ определяем амплитуду тока в цепи обратной связи и, следовательно, в цепи эмиттера транзистора согласно

(56) с подстановкой $R_{э\sim}$ вместо $R_{э}$. Амплитуда тока не должна быть для рассматриваемого режима меньше постоянной составляющей тока эмиттера, определяемой по (55) с подстановкой $R_{э=}$ вместо $R_{э}$. Находим $R_{э=}$, а затем $R_{б}$ и, с учетом $E_{см}$, $R_{б}'$ и $R_{б}''$.

Отметим следующее обстоятельство: в автогенераторе с шунтированием контура состояние насыщения транзистора длится в течение времени в пределах от θ до $2\pi - \theta$, а в автогенераторе с базовым автосмещением (см. § 8) состояние насыщения, при котором контур шунтируется цепями базы и эмиттера, кратковременно и обусловлено изменением потенциала базы в результате автосмещения. В первом случае состояние насыщения необходимо для ограничения амплитуды, а во втором — для автосмещения, а ограничение амплитуды осуществляется отсечкой тока. Схемное отличие автогенераторов: источник фиксированного смещения (рис. 17) и зарядная RC -цепь (см. рис. 15) в цепи базы.

Отметим также, что автогенератор с шунтированием контура может дополнительно иметь еще и режим отсечки тока, аналогичный рассмотренному в § 6—8 и осуществляемый при $I_0 > I_{см}$.

10. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ЦЕПЯМИ СМЕЩЕНИЯ И ШУНТИРОВАНИЯ ЧЕРЕЗ ДИОДЫ

В § 8 и 9 рассмотрены автогенераторы, у которых обеспечение напряжения смещения в цепи базы (см. § 8) и шунтирование контура (см. § 9) осуществляются через отпираемый в прямом направлении коллекторный переход транзистора. На рис. 17, б, в и 18, а — в приведены схемы автогенераторов, у которых указанные действия осуществляются через диод $D1$, минуя транзистор [16]. При этом последовательно с диодом включена обмотка с переменным напряжением (рис. 17, б и 18, б, в) или же диод подключен к опорному постоянному напряжению, отличающемуся от $E_{п}$ (рис. 18, а) или $E_{б}$ (рис. 17, в). При этом транзистор не заходит в область насыщения и автогенератор работает в недонапряженном режиме.

Рассмотрим схемы автогенераторов на рис. 18. Напряжение базового смещения в них может быть получено двумя путями. В одном из генераторов (рис. 18, а) база транзистора подключена через диод $D1$ к источни-

ку постоянного напряжения $E_{упр}$, которое меньше $E_{п}$. При этом конденсатор $C_б$ заряжается импульсами тока, подобно рассмотренному в § 8, но через диод (так как $E_{упр} < E_{п}$), а не через коллекторный переход транзистора. Напряжение между коллектором и базой не будет меньше, чем $E_{п} - E_{упр} - U_{д} \approx E_{п} - E_{упр}$, где $U_{д}$ — прямое падение напряжения на диоде. При этом напряжение смещения в отличие от (78)

$$E_{см} \approx E_{упр} - U_{к.б}, \quad (87)$$

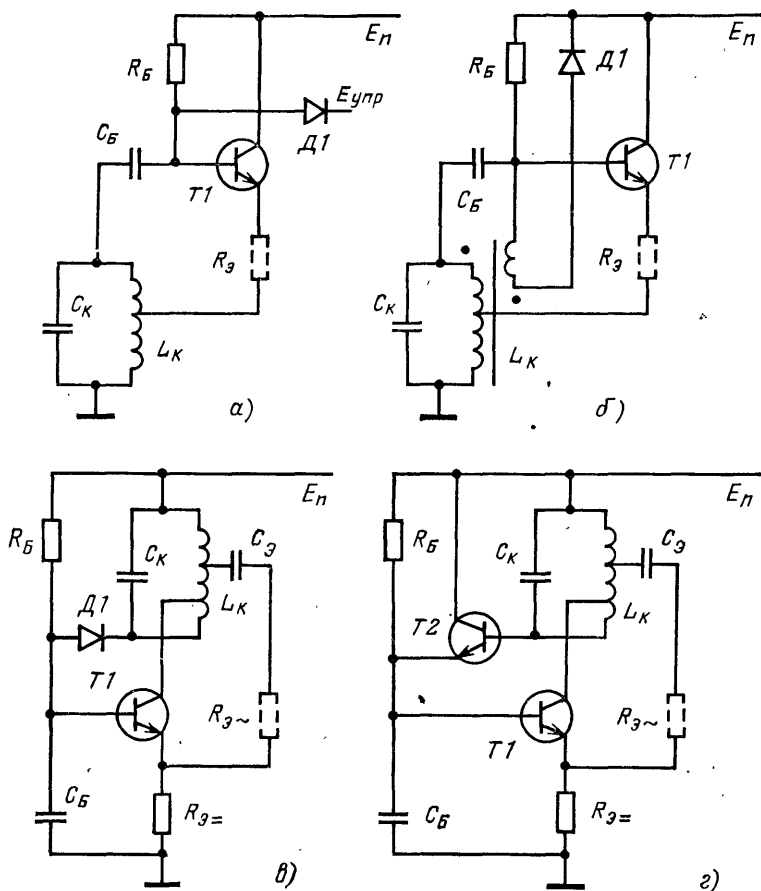


Рис. 18. Схемы автогенераторов с внешним базовым автосмещением через диод (а—в) и транзистор (г).

где в отличие от (79)

$$U_{к.б} \approx E_{упр} - E_{см} < E_{к.б}. \quad (88)$$

В схеме автогенератора на рис. 18, б диод Д1 подключен к источнику питания $E_{п}$, но последовательно через обмотку с $U_{обм}$, индуктивно связанную с контуром. При этом важна фазировка обмотки, показанная точками на схеме. В результате

$$E_{см} \approx E_{п} - (U_{к.б} + U_{обм}); \quad (89)$$

$$U_{к.б} < E_{п} - E_{см} = E_{к.б}. \quad (90)$$

Таким образом, в обоих автогенераторах согласно (88) и (90) обеспечивается условие $U_{к.б} < E_{к.б}$, при котором режим автогенератора недонапряженный.

На рис. 18, в приведена схема автогенератора, у которого дополнительная обмотка является частью колебательного контура. При этом $E_{см}$ и $U_{к.б}$ — согласно (89) и (90), а напряжение на контуре $U_{конт} = U_{к.б} + U_{обм}$.

На рис. 18, г приведена схема, в которой в отличие от схемы на рис. 18, в диод заменен транзистором Т2. В результате пиковое детектирование, обеспечивающее смещение, осуществляется через эмиттерный переход указанного транзистора. При этом уменьшается шунтирующее влияние на контур цепи детектирования.

При расчете схем автогенераторов на рис. 18 следует пользоваться соотношениями, приведенными в § 8, но с учетом выражений (87) — (90).

В схемах автогенераторов на рис. 17, б, в подобно автогенератору на рис. 17, а ограничение амплитуды колебаний осуществляется путем шунтирования контура, но осуществляется оно не через отпираемый коллекторный переход транзистора, а через диод Д1. При этом, как и в схеме автогенератора на рис. 18, соблюдается условие $U_{к.б} < E_{к.б}$. В одном случае (рис. 17, б) коллектор подключен к части катушки индуктивности контура (аналогично рис. 18, в), в другом (рис. 17, в) — диод подключен к точке делителя с более высоким потенциалом, чем потенциал базы.

При работе рассмотренного в § 9 автогенератора (см. рис. 17, а) в перенапряженном режиме контур шунтируется не только цепью базы (через отпираемый коллекторный переход), но и цепями эмиттера и обратной

связи (дополнительно через эмиттерный переход). В работе автогенераторов с шунтированием через диод есть отличие: шунтирование осуществляется только цепью базы (через диод Д1) и транзистор работает в течение всего периода колебаний в недонапряженном режиме.

В результате эквивалентное сопротивление контура будет выражаться формулой (86) с $R_{\text{экв1}}$ согласно (84), а

$$R_{\text{экв2}} \approx 1 / \left(\frac{1}{R_{\text{экв6}}} + \frac{1}{R_{\text{огр}}} + \frac{(1 - k_{\text{обp}})^2}{R_{\text{э~}}} \right), \quad (91)$$

где $R_{\text{огр}} = R_{\text{с}} = R'_{\text{с}} \parallel R''_{\text{с}}$ и $R_{\text{огр}} = R'_{\text{с}} \parallel (R'_{\text{с}} + R''_{\text{с}}) -$

для схем на рис. 17, б, в соответственно.

Напряжения на контуре $U_{\text{конт}}$ и коллекторе $U_{\text{к}}$ транзистора в схеме автогенератора на рис. 17, б связаны соотношением:

$$U_{\text{к}} < U_{\text{конт}} = E_{\text{к.б}} / (-\cos \theta), \quad (92)$$

где $U_{\text{конт}} = U_{\text{к}} + U_{\text{обм}}$, а $E_{\text{к.б}} = E_{\text{п}} - E_{\text{см}}$,

а в схеме автогенератора на рис. 17, в

$$U_{\text{к}} = U_{\text{конт}} = E'_{\text{к.б}} / (-\cos \theta), \quad (93)$$

где $E'_{\text{к.б}} = E_{\text{п}} - E_{\text{п}} / [1 + R'_{\text{с}} / (R'_{\text{с}} + R''_{\text{с}})]$.

Условие баланса амплитуд для обоих генераторов:

$$(R_{\text{э~}} + h_{11\text{б}}) / R_{\text{к}} k_{\text{обp}} = 1, \quad (94)$$

где $R_{\text{к}}$ — сопротивление контура в точке подключения коллектора. Согласно (94)

$$R_{\text{к}} = (R_{\text{э~}} + h_{11\text{б}}) / k_{\text{обp}}. \quad (95)$$

Кроме того, $R_{\text{к}}$ определяется выражением (86) совместно с (84) и (91). Из указанных выражений следует, что угол θ является функцией $R_{\text{к}}$, $R_{\text{экв1}}$ и $R_{\text{экв2}}$.

Автогенераторы, схемы которых изображены на рис. 17, а — в, могут одновременно работать и в режиме эмиттерного автосмещения с отсечкой тока. Последнее обеспечивается при $I_0 > I_{\text{см}}$ (см. § 9).

11. ДВУХТАКТНЫЕ, МНОГОФАЗНЫЕ И СВЯЗАННЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

1. Наряду с одноктактными автогенераторами, рассмотренными выше, широко применяются двухтактные автогенераторы на двух транзисторах. В большинстве случаев это обусловлено необходимостью получения большей мощности, а также уменьшения искажений, вызываемых нелинейным ограничением амплитуды колебаний. Обычно за основу построения двухтактных автогенераторов принимаются автогенераторы с базовым автосмещением, обладающие большей экономичностью. На рис. 19 приведены две из возможных схем двухтактных автогенераторов, соответствующих схемам генераторов на рис. 15, а, в и 18, б [16]. Пунктирной линией показаны диодные цепи смещения, рассмотренные в § 10. В схеме автогенератора на

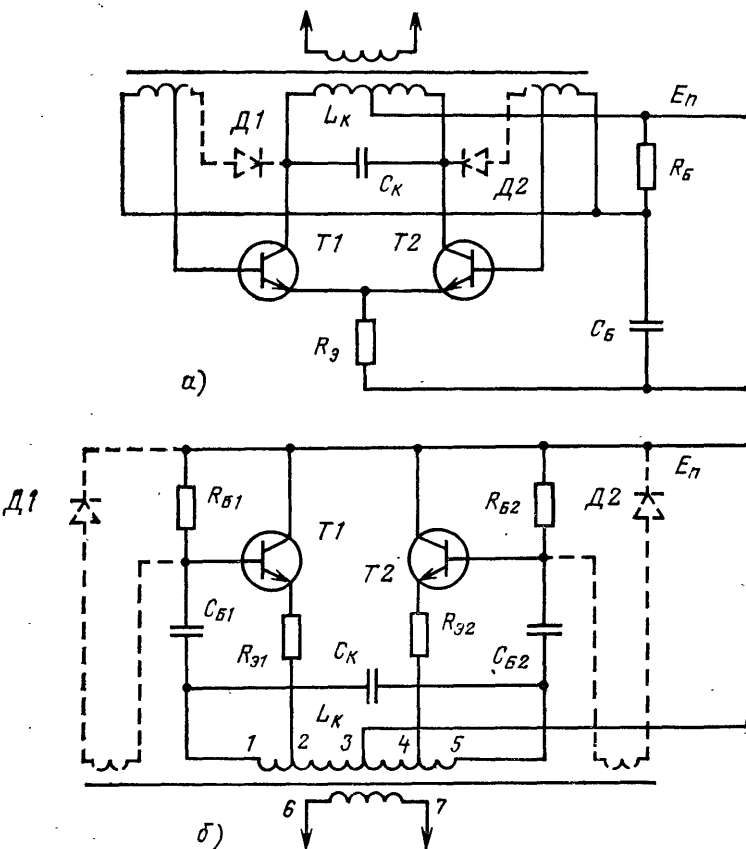


Рис. 19. Схемы двухтактных автогенераторов на базе одноктактных схем на рис. 15, а (а) и 15, в (б).

рис. 19, б подобно схеме на рис. 18, а базы обоих транзисторов могут быть через диоды подключены к источнику E_n .

Естественно, что приведенные две схемы не исчерпывают всех возможностей построения двухтактных схем. Для каждого однотактного автогенератора можно построить его двухтактный аналог.

Расчет двухтактных автогенераторов производится при помощи формул для соответствующих однотактных автогенераторов. При этом учитывается, что нагрузка генератора является общей для обоих транзисторов и при расчете ее необходимо учитывать для каждого транзистора уменьшенной вдвое. Для увеличения мощности возможно параллельное включение нескольких транзисторов в каждом плече (с уравнивающим резистором в цепи эмиттера каждого транзистора).

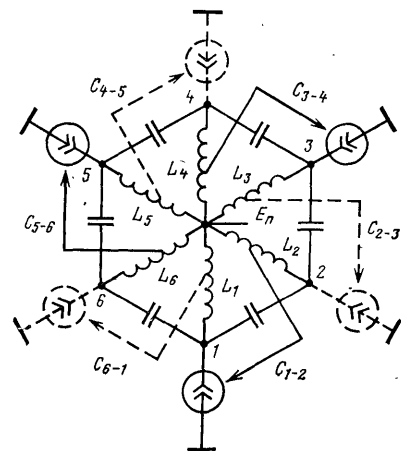


Рис. 20. Упрощенная схема многофазного автогенератора.

2. В ряде случаев (например, для получения кольцевой развертки на экране электронно-лучевой трубки) необходимо получение многофазных колебаний. Основой построения многофазного автогенератора является кольцевой многополюсный колебательный контур, к которому соответствующим образом подключаются транзисторы [11, 18].

Схема шестиполюсного контура с подключенными усилительными элементами приведена на рис. 20. Как и в двухтактных автогенераторах, обмотки противоположных плеч контура имеют индуктивную связь (например, намотаны на одном сердечнике), что является обязательным для получения многофазных колебаний. Последнее обусловило то, что контуры могут иметь только четное количество полюсов. Но это не исключает возможности получения многофазных колебаний с нечетным количеством фаз: трехфазные колебания могут быть получены и в автогенераторе с колебательным контуром по схеме на рис. 20, если их снимать, например, с выводов 1, 3 и 5. В равной мере могут быть получены пятифазные колебания и колебания с большим нечетным числом фаз.

В рассматриваемом автогенераторе (рис. 20) соблюдается следующий порядок следования фаз: 1, 2, 3, 4, 5 и 6 — со сдвигом фаз на $\pi/3$ (напряжение в точке 2 отстает от напряжения в точке 1 на $\pi/3$, в точке 3 относительно точки 2 и т. д.). В автогенераторе могут возникнуть колебания с фазовыми углами 0, π , 0, π , 0 и π в точках 1, 2, 3, 4, 5 и 6 соответственно (двухфазные колебания). Указанный выше порядок следования фаз (0, $\pi/3$, $2\pi/3$, π , $4\pi/3$, $5\pi/3$ и 2π в точках 1, 2, 3, 4, 5 и 6) обеспечивается тем, что напряжение обратной связи, подаваемое, например, на эмиттер транзистора (подобно

однотактному генератору на рис. 14, в), снимается с соседнего плеча. Такое подключение приводит к отрицательной обратной связи для колебаний $0, \pi, 0, \pi, 0$ и π , в связи с чем они не возбуждаются.

Источник напряжения питания подключается в общую точку соединения катушек индуктивности. В автогенераторе может быть использовано меньшее количество усилительных звеньев; например, в схеме шестифазного автогенератора на рис. 20 может быть три усилительных звена (в плечах 1, 3 и 5).

Резонансная частота колебательной системы

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}}}, \quad (96)$$

где $L_{\text{ЭКВ}} = L_1 = L_2 = \dots = L_n$; $C_{\text{ЭКВ}} = 4C_{1-2} \sin \pi/n = \dots = 4C_{n-1} \sin \pi/n$, а n — количество фаз.

В отличие от однотактных и двухтактных автогенераторов в рассматриваемом автогенераторе имеется фазовый сдвиг между переменной составляющей тока транзистора и напряжением на контуре. Этот сдвиг обусловлен тем, что напряжение обратной связи снимается с соседнего плеча, и равен $\pi/3$. Поэтому генерируемая частота будет отличаться от резонансной в соответствии с частотной и фазовой характеристиками колебательной системы. Характеристики соответствуют приведенным на рис. 2, б и зависят от добротности (см. § 2).

3. Помимо двухтактных и многофазных автогенераторов, имеющих одну колебательную систему (двух- или многополюсный контуры), возможно включение автогенераторов таким образом, чтобы их контуры имели связь между собой, образуя тем самым также одну колебательную систему. На рис. 21 приведена схема связанных однотактных автогенераторов с индуктивной (трансформаторной) связью контуров. Возможно построение связанных двухтактных и многофазных автогенераторов и с другими видами связи.

Связанные автогенераторы используются, например, в качестве генераторов токов подмагничивания в многоканальной аппаратуре магнитной записи: каждый канал имеет свой генератор, но благодаря связанной колебательной системе генераторы генерируют колебания одной частоты [21]. Частота генерируемых колебаний определяется выражением (96): $\omega_{\text{ген}} = \omega_0 = 1/\sqrt{L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}}}$, где $L_{\text{ЭКВ}} = 1/(1/L_1 + 1/L_2 + \dots + 1/L_n)$; $C_{\text{ЭКВ}} = C_1 + C_2 + \dots + C_n$; 1, 2, ..., n — порядковые номера автогенераторов.

12. КЛЮЧЕВЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Помимо недонапряженного и перенапряженного режимов в автогенераторах может использоваться ключевой режим работы транзистора, при котором транзи-

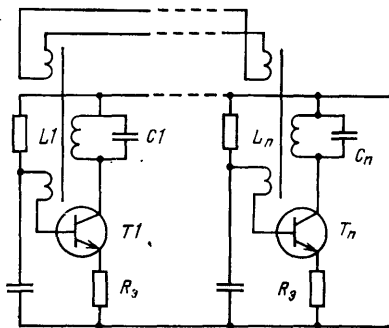


Рис. 21. Схема включения связанных автогенераторов.

стор периодически переключается из состояния отсечки в состояние насыщения и обратно. Время переключения и, следовательно, продолжительность пребывания транзистора в активном состоянии составляют незначительную часть периода колебаний. При этом мощность, рассеиваемая в транзисторе, незначительна, и генератор

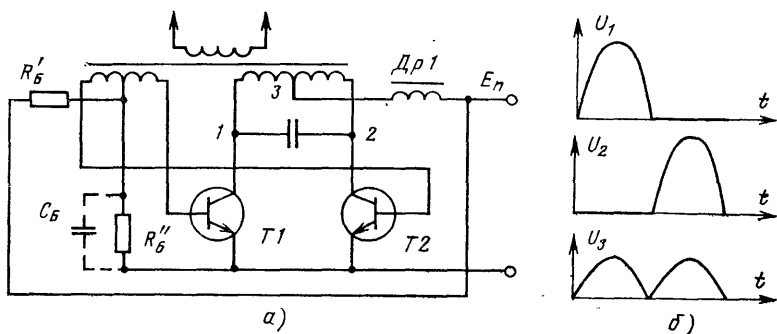


Рис. 22. Схема (а) и эпюры напряжений (б) ключевого автогенератора.

характеризуется высоким электронным (зависящим от потерь в усилительном элементе) КПД [2, 4, 37].

Одна из возможных схем ключевого автогенератора приведена на рис. 22, а. Автогенератор содержит колебательный контур, к средней точке которого через дроссель $Др1$ подключен источник питания. К двум полюсам контура подключены транзисторы, управляемые по базам от обмоток обратной связи. Автогенератор работает в двухтактном режиме с поочередным запирающим — отпирающим транзисторов. При этом постоянный ток от источника питания, протекающий через $Др1$, поочередно коммутируется транзисторами $T1$ и $T2$, превращаясь в прямоугольные импульсы. Эти импульсы, протекая поочередно через $T1$ и $T2$ и, следовательно, в противоположных направлениях через плечи контура $3-1$ и $3-2$, создают на контуре переменное напряжение. Благодаря фильтрующим свойствам контура, последовательно с которым включен дроссель, на контуре выделяется синусоидальное напряжение первой гармоники. Поочередное отпирание — запирающее транзисторов обеспечивается управлением их по базе от обмоток обратной связи.

Существенным в ключевом автогенераторе является режим переключения транзисторов и наличие дросселя в цепи питания.

На рис. 23 приведены упрощенные схемы автогенератора для одного и другого полупериодов колебаний, поясняющие принцип работы автогенератора. На рис. 22, б

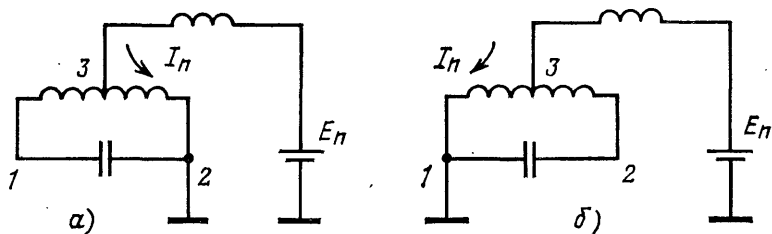


Рис. 23. Упрощенные схемы ключевого автогенератора для двух полупериодов колебаний.

приведены эпюры напряжений в цепях автогенератора. В течение первого полупериода, когда, например, транзистор $T1$, заперт, а $T2$ открыт, напряжение в точке 1 представляет собой синусоидальный импульс U_1 (напряжение на контуре относительно точки 2, соединенной через открытый $T2$ с общей шиной). В течение второго полупериода такой же импульс будет в точке 2 (U_2). Разность U_1 и U_2 представит собой синусоидальное напряжение на контуре с амплитудой $U_{\text{конт}} = U_1 = U_2$. В точке 3 напряжение равно полусумме U_1 и U_2 и соответственно амплитуда равна половине каждой из амплитуд U_1 и U_2 . Постоянная составляющая напряжения в точке 3 (в составе U_3) равна $U_3 = E_{\text{п}} - I_{\text{п}} r_{\text{др}}$, где $I_{\text{п}}$ — постоянный ток через дроссель $Dp1$, а $r_{\text{др}}$ — сопротивление $Dp1$ постоянному току. При $I_{\text{п}} \ll E_{\text{п}}/r_{\text{др}}$ $U_3 \approx E_{\text{п}}$. Между высотой синусоидального импульса U_3 и постоянной составляющей $E_{\text{п}}$ существует зависимость $U_3 = E_{\text{п}} \pi/2$. Подставляя $U_{\text{конт}}/2$ вместо U_3 , получаем $U_{\text{конт}} = E_{\text{п}} \pi$ и соответственно

$$U_{\text{конт.эфф}} = E_{\text{п}} \pi / \sqrt{2} \approx 2,2 E_{\text{п}}. \quad (97)$$

В приведенных выше выражениях не учитывается падение напряжения на открытом транзисторе $U_{\text{кэнас}}$, которым можно пренебречь при $U_{\text{кэнас}} \ll E_{\text{п}}$.

Из выражения (97) следует, что напряжение на контуре определяется напряжением питания и не зависит от нагрузки, шунтирующей контур (при условии $I_{\text{пр} \text{ др}} \ll E_{\text{п}}$ и $U_{\text{кЭнас}} \ll E_{\text{п}}$). Наряду с высоким КПД автогенератора это является существенным преимуществом ключевого автогенератора.

Для ключевого автогенератора весьма важно, чтобы при переключении транзисторов не было перекрытия, т. е. чтобы транзисторы $T1$ и $T2$ не оказывались открытыми одновременно. В противном случае контур будет шунтироваться накоротко. На рис. 22, *а* показана простейшая цепь управления транзисторами, содержащая делитель из R_6 , R'_6 и конденсатор C_6 . Наличие конденсатора C_6 приводит к некоторому смещению, которое наряду с тем, что управляющим напряжением является синусоидальное напряжение обратной связи, приводит к задержке отпирания транзисторов, исключаяющей указанное перекрытие.

АВТОГЕНЕРАТОРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

13. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА АВТОГЕНЕРАТОРА

С развитием микросхемотехники появился новый вид усилительного элемента — интегральный операционный усилитель с дифференциальным входом [1, 31, 49]. На рис. 24, *а* приведено условное обозначение операционного усилителя (ОУ), где выводы 1 и 2 — дифференциальный симметричный вход, 3 и 4 — несимметричный выход. На более полной схеме обозначаются также выводы для подключения источников питания и цепей коррекции (на рис. 24, *а* они не показаны). Операционный усилитель питается обычно от двух источников (положительного и отрицательного напряжения), но для усиления переменных напряжений может быть использован один источник [14, 49]. Общий вывод 4 (рис. 24, *а*) в явном виде в операционном усилителе отсутствует. При усилении колебаний это может быть (как и в транзисторном усилителе) общая шина источника питания.

Интегральный операционный усилитель представляет собой выполненное в одном кристалле полупроводника функционально законченное усилительное устройство, состоящее в основном из транзисторов и резисторов. Так, например, простейший из усилителей

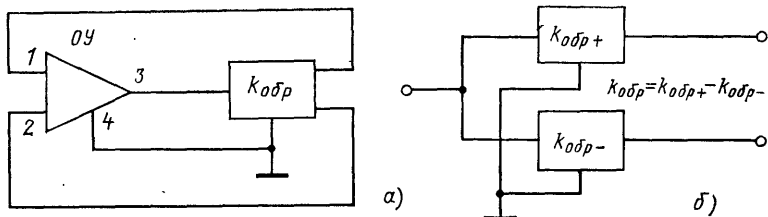


Рис. 24. Функциональные схемы автогенератора на операционном усилителе (а) и четырехполюсника обратной связи (б).

К140УД1А (К140УД1Б) содержит 9 транзисторов и 12 резисторов, а усилитель К1УТ402А (К1УТ402Б) — 24 транзистора и 21 резистор [41, 42]. Операционные уси-

Таблица 3

Напряжения питания и коэффициенты усиления операционных усилителей

Тип операционного усилителя	К140УД1А (К1УТ401А)	К140УД1Б (К1УТ401Б)	К1УТ402А
Напряжения источников питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$, В	$\pm 6,3$	$\pm 12,6$	$\pm 12,6$
Коэффициент усиления $K_{уу}$	400—4500	1300—12 000	20 000—200 000
Тип операционного усилителя	К1УТ402Б	К1УТ531А	К1УТ531Б
Напряжения источников питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$, В	$\pm 6,3$	± 15	± 15
Коэффициент усиления $K_{уу}$	3000—35 000	15 000—80 000	10 000—100 000

лители обладают высоким коэффициентом усиления, что обеспечивает возможность построения устройств, параметры и характеристики которых определяются внешними цепями обратных связей. В табл. 3 приведены значения коэффициентов усиления некоторых операционных усилителей [41, 42]. Получение большого коэффициента усиления за счет увеличения количества транзисторов приводит к сужению полосы частот усиливаемых сигналов и ограничивает в связи с этим возможности применения операционных усилителей для генерирования колебаний высоких частот [1, 31].

Операционный усилитель в отличие от транзистора — четырехполюсник, в связи с чем цепь обратной связи в общем случае также четырехполюсная (рис. 24, а) и состоит из двух цепей — положительной и отрицательной обратной связи (рис. 24, б). Соответственно коэффициент обратной связи выражается формулой (7): $k_{обр} = k_{обр+} - k_{обр-}$, где $k_{обр+}$ и $k_{обр-}$ коэффициенты передачи цепей положительной и отрицательной обратной связи.

Выражение (4) применительно к автогенераторам на операционных усилителях может быть записано как

$$k_{yc} k_{обр} = K_{yU} (k_{обр+} - k_{обр-}) = 1 \quad (98)$$

или

$$k_{yc} k_{обр} = k_{yc-} k_{обр+} = 1, \quad (99)$$

где K_{yU} — коэффициент усиления операционного усилителя (табл. 3) и согласно [31]

$$k_{yc-} = K_{yU} / (1 + K_{yU} k_{обр-}) \approx 1/k_{обр-} \quad (100)$$

— коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, характеризуемой коэффициентом $k_{обр-}$. Приближенное выражение $k_{yc-} \approx 1/k_{обр-}$ (100) обусловлено тем, что обычно $1/K_{yU} \ll k_{обр-}$. Из (99) и (100) следует, что

$$k_{обр+}/k_{обр-} \approx 1. \quad (101)$$

Приведенные выражения записаны при условии работы усилителя в линейном режиме (когда ограничение амплитуды колебаний осуществляется в цепи положительной или отрицательной обратной связи). Для авто-

генераторов с ограничением амплитуды колебаний в усилителе

$$k_{yc} k_{обp} = m K_{yU} (k_{обp+} - k_{обp-}) = m k_{yc-} k_{обp+}, \quad (102)$$

где m — коэффициент ограничения (см. § 1), а k_{yc-} — согласно (100).

В автогенераторах с внешним ограничением цепи ограничения подобно избирательным цепям (см. § 2 и

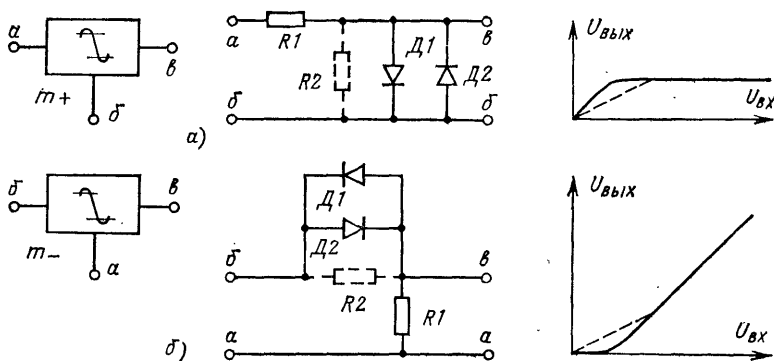


Рис. 25. Схемы и характеристики прямой (а) и инверсной (б) цепей ограничения на диодах.

3) могут быть прямыми и инверсными и использоваться соответственно в цепях положительной и отрицательной обратной связи. На рис. 25 показаны две простейшие цепи ограничения: прямая (рис. 25, а) и инверсная (рис. 25, б), содержащие резистор $R1$ (или резисторы $R1$ и $R2$) и диоды $D1$ и $D2$ (обычно кремниевые, отличающиеся пороговостью вольт-амперной характеристики).

Недостатком резисторно-диодных цепей ограничения является искажение формы ограничиваемых колебаний. Поэтому в автогенераторах с RC -цепями, обладающими низкой добротностью и, следовательно, пониженными фильтрующими свойствами, находят применение цепи ограничения с так называемой инерционной нелинейностью [46]. Такой цепью является резисторный делитель, сопротивление одного из плеч которого инерционно зависит от приложенного напряжения. Инерционным нелинейным элементом может быть лампочка накаливания [5, 44] или терморезистор [20, 24]. Функции

инерционно-нелинейного элемента может выполнять транзисторная или диодная цепь, работающая при малых напряжениях в линейном режиме, с регулируемой по цепи обратной связи рабочей точкой [20, 36]. Сопротивление указанных элементов остается постоянным в течение периода колебаний и медленно изменяется при изменении уровня (амплитуды) колебаний.

14. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ОГРАНИЧЕНИЕМ В УСИЛИТЕЛЕ

Возможны два варианта автогенераторов, работающих в режиме ограничения амплитуды колебаний в усилителе: без отрицательной обратной связи (рис. 26, а) и с отрицательной обратной связью (рис. 26, б), охватывающей усилитель.

Для схемы автогенератора на рис. 26, а согласно (102)

$$mK_{yU}k_{изб+} = 1, \quad (103)$$

где $k_{обр+} = k_{изб+}$, а $k_{обр-} = 0$. Так как $K_{yU}k_{изб+} \gg 1$,

$$m = 1/K_{yU}k_{изб+} \rightarrow 0 \quad (104)$$

(для К1УТ531Б с $K_{yU\min} = 10\,000$ и $k_{изб+} = 1/3 m \leq 0,003$). При этом ($m \rightarrow 0$) операционный усилитель работает в режиме переключения при почти прямоугольной форме напряжения на его выходе (выход 1). Цепь из резистора R_2 и конденсатора $C1$ с $k_{обр-} = 0$ (для генерируемых колебаний) предназначена для стабилизации рабочей точки при мягком возбуждении генератора.

Для схемы автогенератора на рис. 26, б согласно (100) и (102)

$$mk_{ус-}k_{изб+} \approx mk_{изб+}/k_{обр-} = 1 \quad (105)$$

(при $k_{обр+} = k_{изб+}$), откуда в отличие от (104) коэффициент

$$m = k_{обр-}/k_{изб+} \quad (106)$$

может быть близок к единице, например $m = 0,7$. Коэффициент отрицательной обратной связи

$$k_{обр-} = R_1/(R_1 + R_2) = 1/(1 + R_2/R_1). \quad (107)$$

При $m = 0,7$ и $k_{изб+} = 1/3 k_{обр-} \approx 0,23$ и соответственно $k_{ус-} \approx 4,35$. Благодаря незначительному ограничению амплитуды ($m = 0,7$ по сравнению с $m \rightarrow 0$ для автогенс-

ратора без отрицательной обратной связи) напряжение на выходе 1 имеет трапецеидальную форму (форму усеченной синусоиды), показанную на рис. 26, б.

Синусоидальное напряжение может быть получено на выходе 2 после фильтрации избирательной цепью и

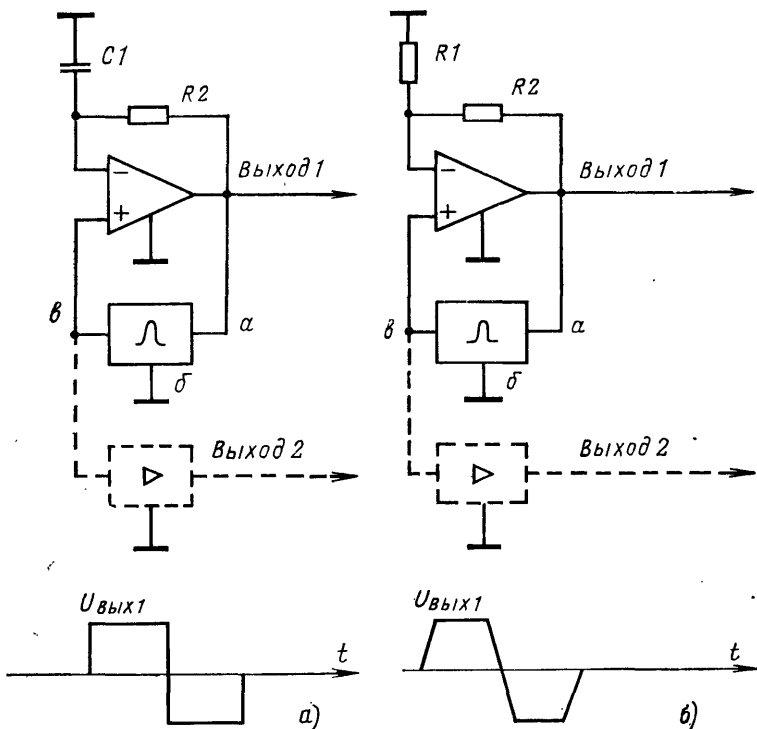


Рис. 26. Схемы автогенераторов с ограничением в усилителе.

а — без отрицательной; б — с отрицательной обратной связью.

усиления буферным усилителем (на рис. 26 показан пунктирной линией). Напряжение на выходе 2 будет иметь меньшие искажения в схеме автогенератора на рис. 26, б, так как в последнем фильтруемое напряжение $U_{\text{вых1}}$ (с выхода 1) имеет меньший процент гармонических составляющих.

В качестве избирательной цепи в рассматриваемых автогенераторах могут быть использованы цепи, пока-

занные на рис. 4, а, 5, а, 6, а, б, 7, а и др. Возможен вариант автогенератора по схеме на рис. 26, б, в котором используется инверсная избирательная цепь, например, рис. 4, б, в, г, 7, б — в цепи отрицательной обратной связи, а в цепи положительной обратной связи — резисторный делитель.

15. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ОГРАНИЧЕНИЕМ В ЦЕПЯХ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

На рис. 27 приведены схемы автогенераторов, в которых операционный усилитель работает в линейном режиме усиления, а ограничение амплитуды колебаний достигается благодаря нелинейной отрицательной обратной связи. Схемы автогенераторов на рис. 27, а, б отличаются между собой цепями ограничения: на рис. 29, а цепь ограничения содержит диоды Д1, Д2 и резистор R1, а на рис. 27, б параллельно диодам включен резистор R2. Цепь из R3 и C1 в схеме на рис. 27, а аналогично цепи из R2 и C1 в схеме на рис. 26, а служит для стабилизации режима и мягкого возбуждения автогенератора.

Цепи ограничения в рассматриваемых автогенераторах являются инверсными цепями на рис. 25, б. Согласно (99) условие баланса амплитуд $k_{yc-} k_{обр+} = 1$, где k_{yc-} — согласно (100), а $k_{обр+}$ (в выражении k_{yc-}) в соответствии с (107):

$$k_{обр-} = 1 / (1 + R_d / R_1); \quad (108)$$

$$k_{обр-} = 1 / [1 + (R_d \parallel R_2) / R_1], \quad (109)$$

где R_d — нелинейное сопротивление цепочки из диодов Д1 и Д2.

При мгновенных значениях $U_{вых1}$, меньших порога вольт-амперной характеристики диодов, в схеме автогенератора на рис. 27, а отрицательная обратная связь отсутствует ($R_d \rightarrow \infty$, $k_{обр-} \rightarrow 0$) и согласно (100) $k_{yc-} \rightarrow K_{yu}$. При этом благодаря большому значению K_{yu} воздействие на входе синусоидального напряжения $U_{вх+}$ (с выхода избирательной цепи) вызовет скачкообразное изменение напряжения на выходе ($U_{вых1}$), крутизна которого определится произведением $K_{yu} U_{вх+}$. Затем по достижении порога U_d сопротивление одного из диодов (Д1 или Д2 в зависимости от полярности полуволны $U_{вых1}$) резко

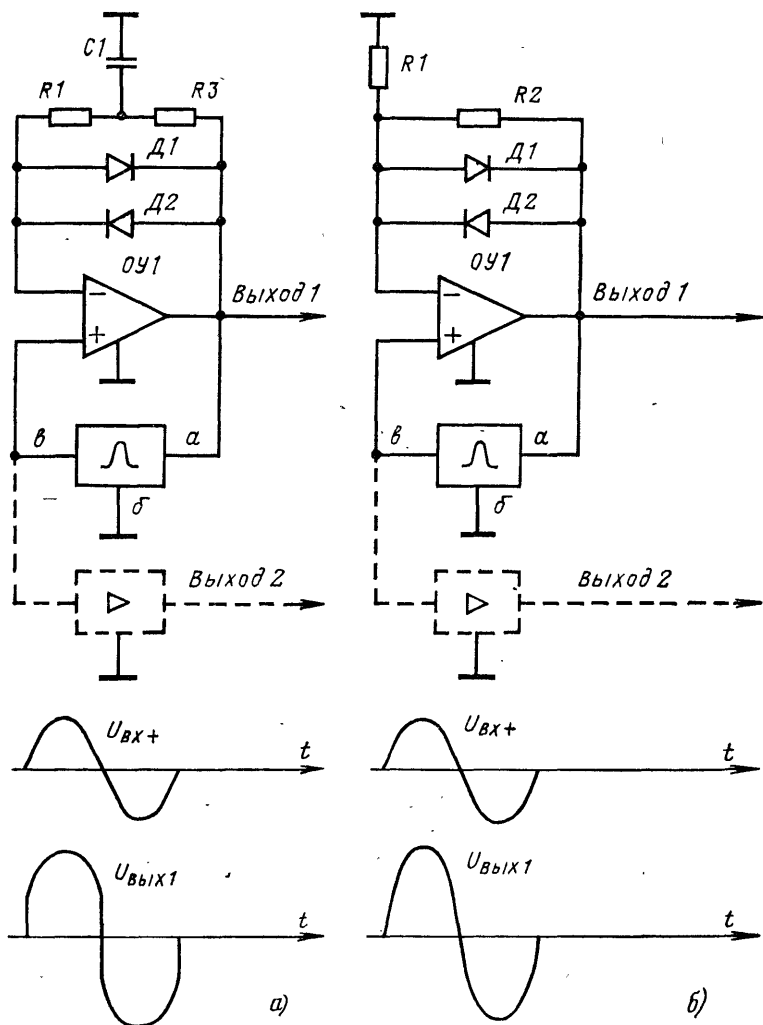


Рис. 27. Схемы автогенераторов с ограничением в цепи отрицательной обратной связи и $m_- \rightarrow 0$ (а), $m_- \rightarrow 1$ (б).

падает ($R_D \rightarrow 0, k_{обр} \rightarrow 1$) и согласно (100) $k_{ус} \rightarrow 1$. В результате $U_{ВЫХ1}$ имеет форму, показанную на рис. 27, а.

В схеме автогенератора на рис. 27, б процесс ограничения аналогичен, но с тем отличием, что до достижения

$U_{\text{вых1}}$ порога $U_{\text{д}} (R_{\text{д}} \rightarrow \infty)$ $k_{\text{обр-}} = 1/(1+R_2/R_1)$ и $k_{\text{ус-}} = 1+R_2/R_1$ [согласно (100) и (109)]. При этом кривая $U_{\text{вых1}}$ (рис. 27, б) имеет излом на том же уровне, что и на рис. 27, а, но ниже излома она более пологая и вся кривая по форме более близка к синусоиде, чем кривая $U_{\text{вых1}}$ на рис. 27, а. В результате после фильтрации избирательной цепью выходное напряжение $U_{\text{вых2}}$ (выход 2)

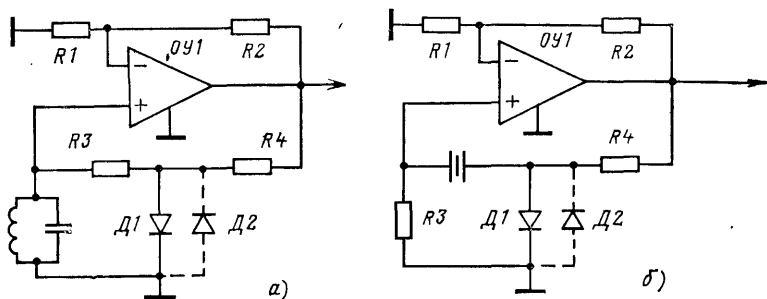


Рис. 28. Схемы автогенераторов с ограничением в цепи положительной обратной связи.

а — с RLC-цепью; б — с кварцевым резонатором.

в схеме автогенератора на рис. 27, б содержит меньше гармоник, искажающих его форму, чем в схеме автогенератора на рис. 27, а.

Выражение баланса амплитуд для схем автогенераторов на рис. 27 может быть записано в виде

$$k_{\text{ус-}} k_{\text{обр+}} = m k_{\text{ус0}} k_{\text{изб+}} = 1, \quad (110)$$

где $k_{\text{ус-}} = m k_{\text{ус0}}$, $k_{\text{обр+}} = k_{\text{изб+}}$, $k_{\text{ус0}} = K_{\text{уУ}}$ и $m = k_{\text{изб+}}/K_{\text{уУ}} \rightarrow 0$ для схемы на рис. 27, а $k_{\text{ус0}} = 1+R_2/R_1$ и $m = k_{\text{изб+}}/(1+R_2/R_1) < 1$ — для схемы на рис. 27, б.

На рис. 28 приведены схемы автогенераторов, в которых, в отличие от автогенераторов на рис. 27, ограничение амплитуды колебаний осуществляется прямой цепью ограничения (см. рис. 25, а) в цепи положительной обратной связи. Избирательная цепь включена после цепи ограничения и тем самым обеспечивает фильтрацию колебаний, напряжение которых поступает на неинвертирующий вход усилителя. Усилитель охвачен линейной отрицательной обратной связью при $k_{\text{обр-}} = 1/(1+R_2/R_1)$. В результате на выходе операционного усилителя на-

пряжение $U_{\text{вых}}$ имеет синусоидальную форму (без дополнительного усилителя с выхода 2, используемого в автогенераторах на рис. 27). В этом преимущество автогенераторов на рис. 28. В качестве избирательных цепей на рис. 28 показаны цепи с параллельным колебательным контуром (см. рис. 4, а) и кварцевым резонатором, используемым в режиме последовательного резонанса¹.

Согласно (99) для автогенераторов по схемам на рис. 28 можно записать: $k_{\text{ус}}k_{\text{обр}}=k_{\text{ус}}k_{\text{обр}+}=1$, где $k_{\text{обр}+}=mk_{\text{изб}+}$. В результате

$$mk_{\text{изб}+}k_{\text{ус}-}=1. \quad (111)$$

При расчете, приняв, например, $U_{\text{вых}}=1$ В (эфф.), получим на диодах трапецеидальное напряжение с амплитудой около 0,7 В (порог вольт-амперной характеристики кремниевых диодов), что согласно разложению трапецеидального импульса [29] будет соответствовать около 0,6 В (эфф.) первой гармоники и $m=0,6$. При $k_{\text{изб}+}=0,2$ и согласно (101) $k_{\text{обр}-}\approx k_{\text{обр}+}=mk_{\text{изб}+}=0,12$.

ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

16. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

Генераторы с внешним возбуждением [4, 23] — это усилители, включаемые между автогенератором и нагрузкой. При этом генератор может выполнять функции буферного каскада, исключаяющего влияние нагрузки на частоту генерируемых колебаний, и усилителя мощности. С энергетической точки зрения генератор с внешним возбуждением является преобразователем энергии источника питания в энергию колебаний. Частота колебаний на выходе определяется частотой возбуждающих (усиливаемых) колебаний. Возбуждение генераторов может осуществляться от источника синусоидальных или несинусоидальных (например, прямоугольных) колебаний. В целях повышения мощности и КПД генератора усилительные элементы (например, транзисторы) используются в нелинейном режиме усиления, а генераторы строятся по двухтактной схеме [4, 27]. Несмотря на несинусоидальный характер тока усилительного элемен-

¹ Кварцевые резонаторы и примеры их использования в автогенераторах подробно рассмотрены в [30, 38, 51].

та (транзистора), колебания на выходе генераторов имеют, как правило, синусоидальную форму, что обеспечивается применением избирательных цепей (LC -контуров), фильтрующих колебания, а также построением генераторов по двухтактной схеме, в которой осуществляется компенсация искажений [23].

Избирательные (фильтрующие) свойства цепей зависят от добротности, которая в свою очередь зависит от нагрузки и выходного сопротивления усилительного элемента (см. § 2). Выходное сопротивление транзисторов, находящихся широкое применение в генераторах с внешним возбуждением, зависит от способа его включения и режима, рассмотренного в § 5. Повышение выходного сопротивления усилительного элемента приводит к повышению добротности и соответственно к улучшению фильтрующих свойств избирательной цепи. В ключевом генераторе (см. § 18) повышение выходного сопротивления обеспечивается дросселем при низком выходном сопротивлении транзисторов, работающих в режиме переключения. Транзистор в режиме, обеспечивающем высокое выходное сопротивление (см. § 5), используется также в генераторах, в которых требуется постоянство тока в нагрузке независимо от нестабильности последней (см. § 17). Улучшение формы колебаний обеспечивается также включением дополнительных фильтрующих цепей между генератором и нагрузкой (см. § 21).

В усилительной цепи (в том числе в генераторах с внешним возбуждением) транзистор может быть включен по одной из трех схем [40, 43]: с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Соответственно выходными цепями транзистора могут быть цепи коллектора или эмиттера, а входными цепями — цепи эмиттера или базы. Выходное сопротивление усилителя с коллекторной нагрузкой (с общей базой или общим эмиттером), как показано в § 5, определяется главным образом соотношением сопротивлений цепей базы и эмиттера. Выходное сопротивление может быть в пределах от единиц до сотен килоом (см. § 5).

Выходное сопротивление усилителя с эмиттерной нагрузкой (с общим коллектором)

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = h_{11\text{б}} + \dot{Z}_{\text{ист}} / (1 + h_{21\text{э}}), \quad (112)$$

где h_{116} и h_{219} — параметры транзистора, а $\dot{Z}_{ист}$ — сопротивление источника в цепи базы [43]. В пределе $\dot{Z}_{вых} \rightarrow \rightarrow h_{116}$ и составляет обычно десятки ом.

Выражения, рассмотренные в § 5, а также (112) справедливы для активного режима работы транзистора, причем параметры транзистора h_{116} , h_{219} и др. даются для малого сигнала. Транзисторы в генераторах с внешним возбуждением могут использоваться в активном состоянии в течение всего периода колебаний (режим усиления класса А). Однако этот режим неэкономичен и используется в маломощных генераторах, выполняющих обычно функции буферных усилителей. Более распространенным является режим усиления класса В (с отсечкой тока, равной $\pi/2$), при котором отношение I_{\sim}/I_{\equiv} равно $\pi/2 \approx 1,57$, или режим при углах отсечки, меньших $\pi/2$ [23]. Для режима усиления класса А $I_{\sim}/I_{\equiv} \leq 1$ (I_{\sim} и I_{\equiv} — амплитуда переменной и постоянная составляющая токов в цепях генератора). Параметры h_{116} , h_{219} и др. используются и ниже, однако следует учитывать, что значения их будут отличаться от приводимых в ТУ и справочниках. Это обусловлено тем, что приводимые их значения даются для малого сигнала, в то время как генераторы работают при большом сигнале с отсечкой тока. Тем не менее использование указанных параметров дает качественную оценку их влияния на работу генераторов и, кроме того, дает возможность произвести ориентировочный расчет.

Вопросам общей теории, методам расчета, оптимизации режимов, обеспечению устойчивости транзисторных генераторов посвящены работы [4, 37, 38, 50]. Ниже рассмотрены некоторые особенности построения генераторов, в частности генераторов с высоким выходным сопротивлением, защиты транзисторов, совместного применения транзисторов и операционных усилителей и согласования нагрузки с генератором.

17. ГЕНЕРАТОРЫ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ТОКА В КОЛЛЕКТОРНОЙ НАГРУЗКЕ

На рис. 29 приведены две схемы двухтактных генераторов, работающих в недонапряженном режиме и с отсечкой тока, близкой к $\pi/2$. Генератор на рис. 29, а построен на двух транзисторах одного типа проводимости

(в данном случае типа $n-p-n$). Генератор имеет входной ($Tr1$) и выходной ($Tr2$) трансформаторы. Транзисторы $T1$ и $T2$ могут иметь один общий резистор в цепи эмиттера $R_э$ или по одному, $R_{э1}$ и $R_{э2}$ (при $R_э = R_{э1} = R_{э2}$), в

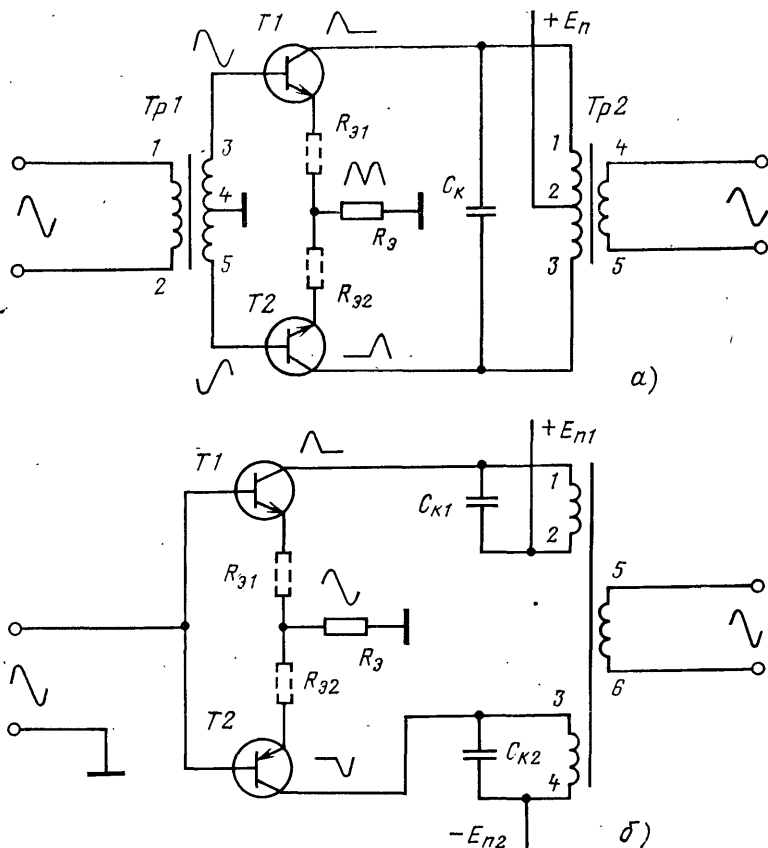


Рис. 29. Схемы генераторов с внешним возбуждением на транзисторах одного (а) и обоих (б) типов проводимости.

цепи каждого эмиттера. Резистор $R_э$ ($R_{э1}$ и $R_{э2}$) в соответствии с § 5 служит для повышения выходного сопротивления и расширения полосы частот усиливаемых колебаний.

Снимаемое с вторичной обмотки $Tr1$ двухтактное напряжение (на выводах 3 и 5 относительно вывода 4) по-

дается на базы $T1$ и $T2$. Благодаря двухтактному (противофазному) напряжению транзисторы отпираются поочередно. Если не учитывать порога входной характеристики транзисторов, ток коллекторов представляет со-

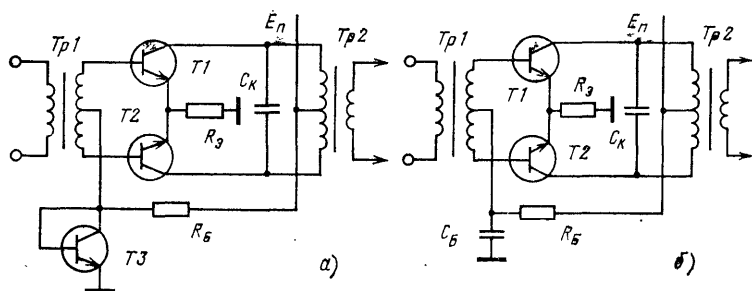


Рис. 30. Схемы генераторов с компенсацией напряжения база — эмиттер (а) и автосмещением (б).

бой последовательность синусоидальных импульсов с углом отсечки $\pi/2$. Амплитуда тока первой гармоники $I_{к1,2} = U_{вх} n_1 / 2 (R_3 + h_{116})$, где $n_1 = \omega_{3,4} / \omega_{1,2} = \omega_{4,5} / \omega_{1,2}$ — коэффициент трансформации $Tp1$: $\omega_{1,2}$, $\omega_{3,4}$ и $\omega_{4,5}$ — количество витков в обмотках $Tp1$. Токи первых гармоник $T1$ и $T2$ суммируются в $Tp2$, в результате чего во вторичной обмотке образуется синусоидальный ток $I_{вых} = I_{к1,2} / n_2$, где $n_2 = \omega_{4,5} / \omega_{1,2} = \omega_{4,5} / \omega_{2,3}$, и

$$I_{вых} = U_{вх} n_1 / (R_3 + h_{116}) n_2. \quad (113)$$

Схема генератора на рис. 29, б имеет некоторые отличия, обусловленные применением транзисторов двух типов проводимости ($n-p-n$ и $p-n-p$). В соответствии с этим на базы $T1$ и $T2$ подается напряжение $U_{вх}$ одной и той же фазы, в связи с чем $Tp1$ не обязателен. Несмотря на это, транзисторы $T1$ и $T2$ отпираются поочередно, что обусловлено разной проводимостью транзисторов; импульсы токов коллекторов имеют противоположную полярность (рис. 29, б). Первичные обмотки $Tp2$ разобщены в связи с разными источниками питания $T1$ и $T2$ ($+E_{п1}$ и $-E_{п2}$), и кроме того, включены однонаправленно в связи с разной полярностью импульсов $T1$ и $T2$. Выходной ток генератора

$$I_{вых} = U_{вх} / (R_3 + h_{116}) n_2, \quad (114)$$

где $h_{116} \approx h_{1161} \approx h_{1162}$; $n_2 = \omega_{5,6} / \omega_{1,2} = \omega_{5,6} / \omega_{3,4}$.

Формулы (113) и (114) являются приближенными для схем генераторов на рис. 29, так как не учитывают порога входных характеристик $T1$ и $T2$. Из-за указанного порога угол отсечки будет $\theta < \pi/2$, а ток $I_{\text{вых}}$ — соответственно меньше, чем предусмотрено (113) и (114), и, кроме того, температурозависим из-за температурной нестабильности порога. Указанный недостаток устраняется включением цепи из R_6 и $T3$, как показано на рис. 30, *а*. Транзистор $T3$ того же типа, что $T1$ и $T2$; падение напряжения на нем и его температурная нестабильность соответствуют температурозависимому порогу $T1$ и $T2$. Для схемы генератора на рис. 30, *а* $\theta = \pi/2$, а $I_{\text{вых}}$ — согласно (113).

Схемы генераторов на рис. 29, *а, б* и 30, *а* в недонапряженном режиме имеют высокое выходное сопротивление, которое при коэффициенте $n \rightarrow 0$ (см. § 5) равно:

$$r_{\text{вых}} = (r_{\text{вых1}} \| r_{\text{вых2}} \| R_{\text{экр}}) n_2^2 \approx [(1/2h_{22б}) \| R_{\text{экр}}] n_2^2, \quad (115)$$

где $r_{\text{вых1}} \rightarrow 1/h_{22б}$ и $r_{\text{вых2}} \rightarrow 1/h_{22б}$ — выходные сопротивления $T1$ и $T2$ в активном состоянии (при $n \rightarrow 0$), а также в состоянии отсечки; $R_{\text{экр}}$ — эквивалентное сопротивление контура на $Tp2$. В результате ток в нагрузке благодаря значению $r_{\text{вых}}$, составляющему обычно десятки килоом, при $Z_n \ll r_{\text{вых}}$ не зависит от нагрузки.

Схемы генераторов на рис. 29, *а, б* и 30, *а* применяются, в частности, в качестве источников тока подмагничивания в многоканальной аппаратуре точной магнитной записи [8].

На рис. 31, *а, б* приведены схемы генераторов, управляемых прямоугольными импульсами. Импульсы токов $T1$ и $T2$ на рис. 31, *а* имеют прямоугольную форму, а контур, в цепи коллекторов обеспечивает фильтрацию колебаний. В схеме на рис. 31, *б* [10] ток транзисторов, несмотря на управление прямоугольными импульсами, имеет форму синусоидальных импульсов (как в генераторе на рис. 29, *а*). Это обеспечивается благодаря цепи из $L1$, $C1$ и $L2$. Последовательный контур из $L1$ и $C1$ настроен в резонанс на частоту колебаний и соединяет накоротко на этой частоте оба конца катушки $L2$, имеющей две индуктивно связанные одинаковые секции. В результате бифилярного эффекта индуктивное сопротивление катушки для первой гармоники (подключаемой поочередно к эмиттерам $T1$ и $T2$ обоими концами

через контур $L1C1$) близко к нулю и сопротивление эмиттерной цепи определяется резистором R_3 . Для высших гармоник сопротивление велико за счет катушки $L2$, подключаемой (для высших гармоник) к эмиттерам $T1$ и $T2$ одним концом (так как сопротивление контура $L1C1$ для высших гармоник велико). В результате КПД генератора на рис. 31, б оказывается выше, а фор-

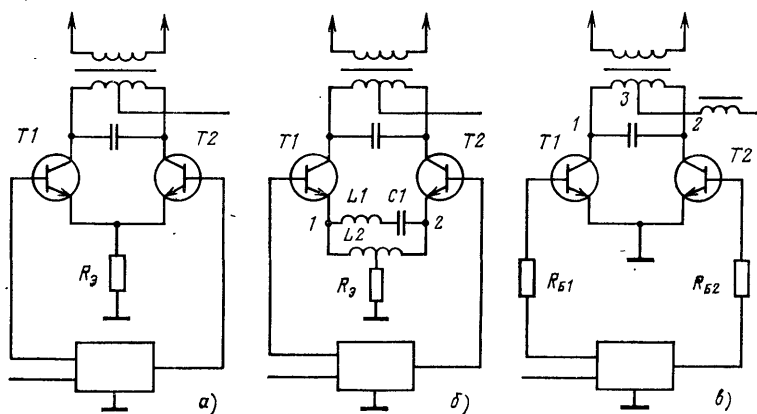


Рис. 31. Схемы генераторов, управляемых прямоугольными импульсами.

а, б — со стабилизацией тока; в — со стабилизацией напряжения на нагрузке.

ма колебаний на выходе генератора ближе к синусоидальной, чем в генераторе по схеме на рис. 31, а.

В данном параграфе рассмотрены генераторы — источники тока, эквивалентная схема выходной цепи которых содержит эквивалентный источник $I_{\text{вых}}$, определяемый (113) или (114), с параллельным ему эквивалентным сопротивлением $r_{\text{вых}}$ согласно (115). Стабилизация тока в нагрузке достигается при $Z_H \ll r_{\text{вых}}$.

18. ГЕНЕРАТОРЫ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ НАПЯЖЕНИЯ В КОЛЛЕКТОРНОЙ НАГРУЗКЕ

К указанным генераторам относятся:

генераторы, в которых транзисторы работают в пере-
напряженном режиме с отсечкой тока;

ключевые генераторы, в которых транзисторы ра-
ботают в режиме переключения.

Схема простейшего генератора, относящегося к первой группе, приведена на рис. 30, б. Генератор имеет много общего с генераторами, рассмотренными в § 17. В частности, фильтрация колебаний осуществляется в выходном контуре при большом выходном сопротивлении транзисторов. Стабилизация напряжения на выходе достигается автосмещением, зависящим от $U_{\text{вых}}$ и меняющим угол отсечки. Схема генератора на рис. 30, б работает в режиме базового автосмещения, аналогичного рассмотренному в § 8. Начальное смещение осуществляется через резистор R_6 , подключенный к источнику питания. Благодаря перенапряженному режиму, конденсатор C_6 , заряжаемый через R_6 , разряжается импульсами тока через коллекторный переход. Устанавливается равновесие, при котором напряжение смещения на C_6 может быть положительным или отрицательным в соответствии с рассмотренным в § 8. Пусть, например, при изменении нагрузки напряжение на выходе увеличивается. Это приводит к увеличению смещения (на конденсаторе C_6 уменьшается положительное или увеличивается отрицательное напряжение) и, следовательно, к уменьшению угла отсечки. Последнее в свою очередь препятствует росту $U_{\text{вых}}$.

Возможно построение более сложных схем, обеспечивающих повышение стабильности $U_{\text{вых}}$, например использование цепи стабилизации, рассмотренной в § 19: напряжение $U_{\text{вых}}$ детектируется, сравнивается с опорным, разность напряжений усиливается и подается на базы $T1$ и $T2$. При этом благодаря управлению усиленным разностным напряжением может быть достигнута весьма высокая стабилизация $U_{\text{вых}}$.

На рис. 31, в приведена схема генератора, относящегося к другой группе — к ключевым генераторам. У ключевых генераторов фильтрация колебаний также достигается в выходном контуре, несмотря на низкое сопротивление транзисторов, работающих в режиме переключения. Фильтрация обусловлена тем, что последовательно с контуром и источником питания включен дроссель. Механизм работы ключевого генератора с внешним возбуждением аналогичен механизму работы ключевого автогенератора (см. § 12). Разница заключается в возбуждении генератора.

Выходное напряжение генератора от нагрузки практически не зависит и определяется формулой (97).

19. ГЕНЕРАТОРЫ С ЭМИТТЕРНОЙ НАГРУЗКОЙ

Генераторы с внешним возбуждением и эмиттерной нагрузкой — это эмиттерные повторители ($U_{\text{ВЫХ}} \rightarrow U_{\text{ВХ}}$), являющиеся усилителями мощности и имеющие большое входное сопротивление. Коэффициент передачи повторителей

$$k_{\text{пер}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}} = 1 / (1 + h_{116} / \dot{Z}_{\text{Н}}) \rightarrow 1 \quad (116)$$

($k_{\text{пер}} \rightarrow 1$ при $h_{116} \ll \dot{Z}_{\text{Н}}$), входное сопротивление

$$\dot{Z}_{\text{ВХ}} = h_{116} + (1 + h_{213}) \dot{Z}_{\text{Н}} \approx h_{213} \dot{Z}_{\text{Н}}, \quad (117)$$

а выходное сопротивление — согласно (112). В формулах (112), (116) и (117) $\dot{Z}_{\text{Н}}$ и $\dot{Z}_{\text{ист}}$ — сопротивления нагрузки и источника возбуждения.

На рис. 32, а приведена схема простейшего двухтактного генератора с эмиттерной нагрузкой, работающего в режиме класса В, у которого согласно (116) и с учетом коэффициентов трансформации $Tr1$ и $Tr2$

$$k_{\text{пер}} = n_1 n_2 / (1 + h_{116} n_2^2 / \dot{Z}_{\text{Н}}) \approx n_1 n_2, \quad (118)$$

где $n_1 = \omega_{3,4} / \omega_{1,2} = \omega_{4,5} / \omega_{1,2}$ и $n_2 = \omega_{4,5} / \omega_{1,2} = \omega_{4,5} / \omega_{2,3}$. Выражение (118) записано без учета порога входной характеристики $T1$ и $T2$, влияние которого, как и у генераторов на рис. 29, проявляется при работе с отсечкой (запирание — отпирание транзисторов). Для компенсации порога к выводу 4 $Tr1$ может быть подключена цепь из R_6 и $T3$ (см. рис. 30, а). Введение компенсации имеет значение в связи с тем, что благодаря низкому выходному сопротивлению транзисторов фильтрация в выходной цепи отсутствует. При компенсации порога генератор работает с отсечкой $\pi/2$. Об улучшении формы напряжения путем включения фильтрующей цепи на выходе — см. § 21.

Для уменьшения влияния h_{116} на $k_{\text{пер}}$ и, следовательно, для стабилизации $U_{\text{ВЫХ}}$ при изменении нагрузки может быть введена стабилизирующая отрицательная обратная связь, как показано на рис. 32, б. Последовательно с обмоткой 3—4 (5—6) $Tr1$ включена обмотка 2—3 (1—2) $Tr2$ с напряжением $U_{\text{ВЫХ}}/n_2$, противоположным по фазе напряжению $U_{\text{ВХ}} n_1$ на обмотке 3—4 (5—6) $Tr1$. При этом $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = (\dot{U}_{\text{ВХ}} n_1 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}/n_2) n_2 / (1 + h_{116} n_2^2 / \dot{Z}_{\text{Н}})$,

откуда $\dot{k}_{\text{пер}} = n_1 n_2 / 2 (1 + h_{116} n_2^2 / 2 \dot{Z}_H)$. Повысив n_1 в 2 раза (по сравнению с генератором на рис. 32, а), получим:

$$\dot{k}_{\text{пер}} = n'_1 n_2 / \left(1 + \frac{h_{116} n_2^2 / \dot{Z}_H}{2} \right), \quad (119)$$

где $n'_1 = 2n_1$. Дестабилизирующий член в знаменателе выражения (119), содержащий h_{116} , в 2 раза меньше, чем в выражении (118) для генератора на рис. 32, а.

На рис. 32, в приведена схема генератора в сочетании с автогенератором по схеме на рис. 19, б. Отличие заключается в том, что обмотки обратной связи автогенератора подключены не к первичной обмотке $Tr1$ (рис. 19, б), а к эмиттерам $T3$ и $T4$ в генераторе [19]. Если в генераторе на рис. 32, б дополнительное напряжение обратной связи (на обмотке 2—3 $Tr2$) равно половине напряжения возбуждения (на обмотке 3—4 $Tr1$), то в генераторе на рис. 32, в оно может составлять более значительную часть напряжения $U_{\text{обр}}$ на обмотке 4—5 $Tr1$.

При этом

$$n'_{\text{обр}} \approx n_{\text{обр}} + n_1 = n_{\text{обр}} (1 + n_1 / n_{\text{обр}}), \quad (120)$$

где $n'_{\text{обр}} = \omega_{4,5} / \omega_{1,2}$ и $n_{\text{обр}}$ — коэффициенты обратной связи в схемах автогенераторов на рис. 32, в и 19, б соответственно; $n_1 = \omega_{6,7} / \omega_{1,2}$. В результате в схеме генератора на рис. 32, в может быть получена более высокая стабилизация $U_{\text{вых}}$, причем будет компенсироваться не только влияние h_{116} $T3$ и $T4$, но и нестабильность амплитуды автогенератора на $T1$ и $T2$, обусловленная согласно (117) изменением $Z_{\text{вх}}$ генератора на $T3$ и $T4$ при изменении Z_H .

На рис. 33 приведены две другие схемы генераторов, у которых в целях стабилизации $U_{\text{вых}}$ воздействие на автогенератор осуществляется постоянным напряжением, получаемым при детектировании $U_{\text{вых}}$. Преимуществом схем генераторов на рис. 33 по сравнению со схемой на рис. 32, в является то, что постоянное напряжение можно сравнить со стабильным опорным и соответственно получить более высокую стабилизацию $U_{\text{вых}}$. В схемах генераторов на рис. 33 в качестве задающих используются автогенераторы по схемам на рис. 18, а и 12, б (в двухтактном варианте).

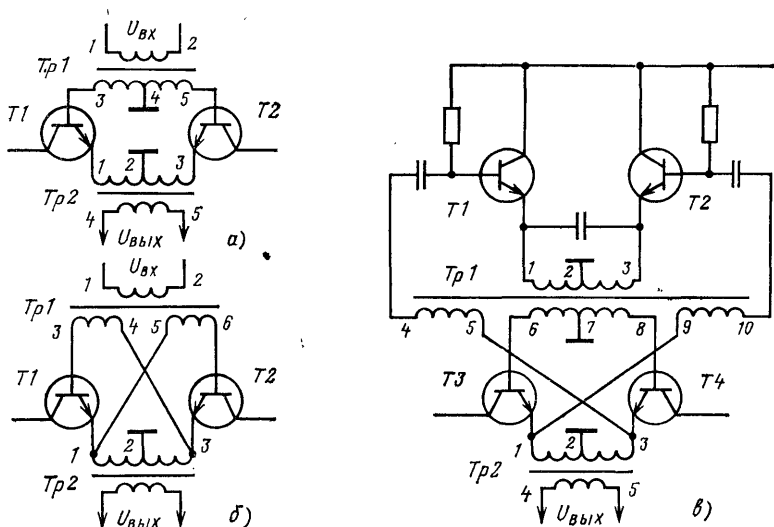


Рис. 32. Схемы генераторов с эмиттерной нагрузкой (а, б) и с обратной связью через задающий генератор (в).

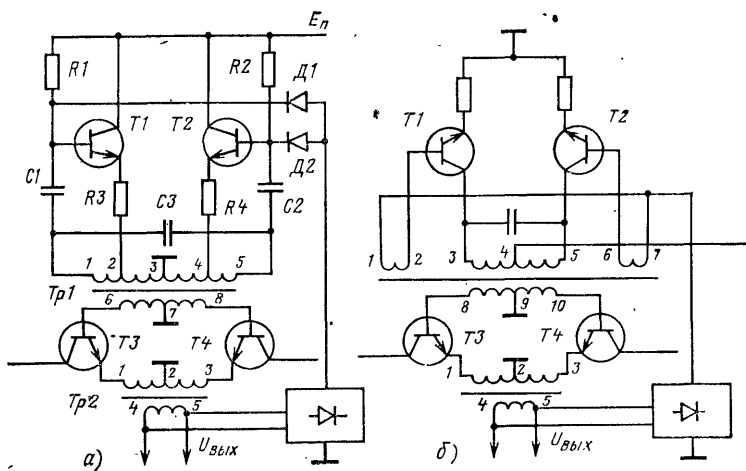


Рис. 33. Схемы генераторов с обратной связью через задающие генераторы с базовым автосмещением (а) и внешним смещением (б).

Рассмотренные схемы генераторов (рис. 32 и 33) имеют на выходе трансформатор (вместо трансформатора может быть дроссель) с симметричной двухсекционной обмоткой 1—2—3. В трансформаторе (дросселе) осуществляется сложение полупериодных колебаний и получение на выходе синусоидального напряжения. Кроме того, трансформатор (дроссель), имея большое сопротивление переменному току, не шунтирует полезную нагрузку Z_n и в то же время имеет малое сопротивление для постоянных составляющих токов, обеспечивая тем самым высокий КПД выходной цепи, близкий к единице.

20. ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРОВ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ БАЗА—ЭМИТТЕР

Транзистор отпирается при напряжении на базе, превышающем порог его входной характеристики, который составляет для кремниевых транзисторов около 0,7 В. При меньшем напряжении и тем более при нулевом или напряжении обратной полярности транзистор заперт. Однако транзисторы имеют ограничение по обратному напряжению, превышение которого не допускается (например, для КТ603Б $U_{БЭобр} \leq 3$ В [42]). В схемах генераторов, например, на рис. 29 запирающее напряжение (отрицательная полуволна для транзисторов $n-p-n$ и положительная для транзисторов $p-n-p$ проводимости) может превышать допустимое значение. В указанных генераторах с индивидуальными сопротивлениями в цепях эмиттеров ($R_{э1}$ и $R_{э2}$ при $R_э=0$) $U_{БЭобр} = U_{вх} n_1$ (рис. 29, а) и $U_{БЭобр} = U_{вх}$ (рис. 29, б). В варианте с $R_э$ ($R_{э1}=0$, $R_{э2}=0$) $U_{БЭобр} \rightarrow 2U_{вх} n_1$ (рис. 29, а) и $U_{БЭобр} \rightarrow 0$ (рис. 29, б). Последнее объясняется тем, что падение напряжения на $R_э$, обусловленное отпертым транзистором, воздействует на запертый. При этом напряжение на базе запертого транзистора в генераторе рис. 29, а находится в противофазе с напряжением на $R_э$, а на базе транзистора в генераторе рис. 29, б — в фазе. Напряжение между базой и эмиттером запертого транзистора удваивается. Если получаемое значение превышает допустимое и его по каким-либо причинам нельзя снизить (снижение возможно при уменьшении $R_э$ и $U_{вх}$, однако это приведет к уменьшению выходного сопротивления и к большей зависимости от порога входной характеристики), можно воспользоваться цепями защиты, рассмотренными ниже.

На рис. 34, а приведена схема цепи с диодным коммутатором на Д1 и Д2 [9, 17]. При положительной полуволне суммарное напряжение, снимаемое со всей вторичной обмотки Тр1, через Д2 приложено к выводу базы Т1 относительно общей шины. При этом Т1 проводит, а Т2 заперт обратным напряжением, обусловленным падением напряжения на Д2, составляющим десятки доли вольта. При отрицательной полуволне, наоборот, Т2 отперт, а Т1 заперт напряжением на Д1. Запирание транзисторов обеспечивается небольшим напряжением (десятые доли вольта), меньшим допустимого для транзисторов.

На рис. 34, б приведена схема цепи с диодным коммутатором на $D1$, $D2$, $D3$ и $D4$ [7, 17]. При положительной полуволне напряжение одной из секций вторичной обмотки $Tr1$, например 3—4, приложено к базе транзистора $T1$ относительно общей шины, транзистор $T1$ проводит, обеспечивая требуемое усиление. При этом последовательно с R_3 включен в прямом направлении диод $D2$, а диод $D1$ заперт. Напряжение другой секции вторичной обмотки с от-

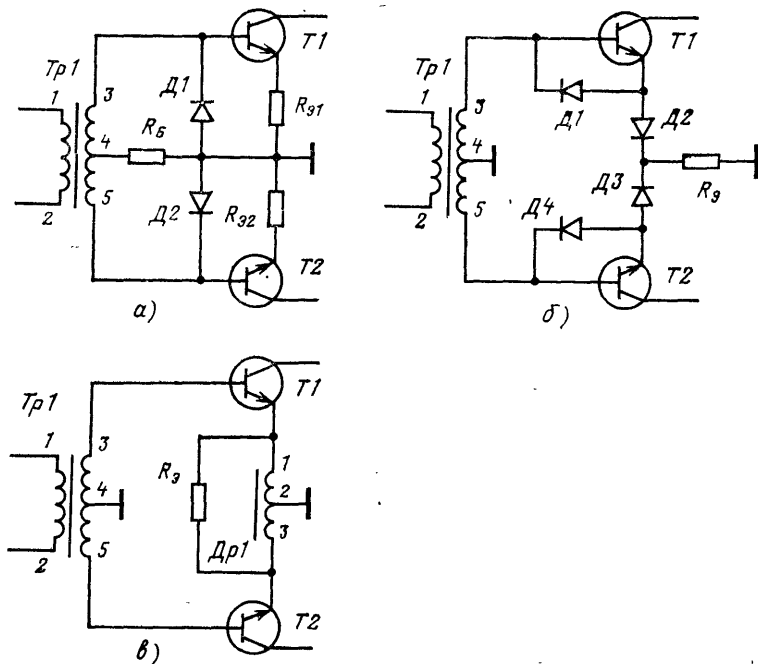


Рис. 34. Схемы защитных цепей база—эмиттер.

а, б — с диодной коммутацией; в — с дросселем.

рицательной полярностью приложено через $D4$ к $D3$, который благодаря этому заперт. Заперт и транзистор $T2$ обратным напряжением, равным падению напряжения на $D4$ (десять доли вольта). При другой полярности полуволны, наоборот, транзистор $T1$ заперт, а $T2$ проводит, обеспечивая усиление в генераторе. Для цепи по схеме рис. 34, б в формуле (113) следует учесть влияние прямого сопротивления диода $D2$ ($D3$), приплюсовав его к R_3 .

На рис. 34, в приведена схема цепи, существенно отличающейся от цепей на рис. 34, а, б [17]. Между эмиттерами $T1$ и $T2$ включен двухсекционный дроссель $Dp1$ (подобно включению первичной обмотки $Tr2$ в генераторе на рис. 32, а). Импульс тока, протекая в течение полупериода, например, через секцию 1—2 $Dp1$, наводит в

секции 2—3 ЭДС, равную приложенному напряжению к секции 1—2, но противоположную по знаку (в точке 3 по сравнению с напряжением в точке 1). В течение другого полупериода импульс тока через секцию 2—3 наводит ЭДС в секции 1—2. В результате к $Dp1$, между его выводами 1 и 3, приложено напряжение, почти равное напряжению, снимаемому с выводов 3 и 5 $Tr1$ (почти равное, за вычетом падения напряжения между выводами база — эмиттер проводящего транзистора). Запирающее напряжение равно разности напряжений секций 3—4 (4—5) $Tr1$ и 1—2 (2—3) $Dp1$ и составляет десятые доли вольта. К выводу 4 $Tr1$ может быть подключена цепь из R_6 и $T3$ (рис. 30, а) для компенсации порога входной характеристики $T1$ и $T2$. Индуктивное сопротивление $Dp1$ для частоты усиляемых колебаний принимается большим, а параллельно $Dp1$ включается резистор R_3 , который пересчитывается в цепь эмиттера каждого транзистора благодаря индуктивной связи секций 1—2 и 2—3 $Dp1$, как $R_{3, экв} = R_3/4$. Сопротивление $R_{3, экв}$ и следует подставлять вместо R_3 в формулу (113). Цепь рис. 34, в более совершенна, чем цепи рис. 34, а, б, так как не содержит диодов, обладающих порогами и прямыми сопротивлениями, влияющими на прохождение сигнала.

Рассмотренные цепи защиты могут использоваться и в автогенераторах, как, например, диодная цепь (рис. 34, б) [7].

21. ПОДКЛЮЧЕНИЕ НАГРУЗКИ К ГЕНЕРАТОРУ

Для усилителей мощности весьма важно обеспечить максимальный КПД, который достигается, в частности, при максимальном использовании напряжения питания [4, 27]. Для этого, исходя из величины напряжения питания и требуемого переменного напряжения на нагрузке, выбирается соответствующий коэффициент трансформации выходного трансформатора [4, 27]. В ряде случаев, если нагрузка представляет собой моточный узел (например, магнитная головка стирания или подмагничивания в аппаратуре магнитной записи), согласование можно произвести изменением моточных данных нагрузки [16]. Такую нагрузку можно характеризовать параметром

$$p = IV\bar{L}, \quad (121)$$

который определяет требуемую магнитодвижущую силу (ампер-витки). Этот параметр не зависит от количества витков в обмотке. Зная выходное напряжение генератора $U_{вых}$ и параметр p , по формуле

$$L = (U_{вых}/2\pi fp)^2 \quad (122)$$

можно определить оптимальное значение индуктивности, а затем и количество витков в обмотке нагрузки [16].

Для уменьшения мощности, потребляемой от источника и рассеиваемой в генераторе, в том случае, когда нагрузка носит комплексный характер, реактивность нагрузки можно скомпенсировать. Так, например, последовательно с индуктивной нагрузкой, питаемой от генератора с независимым током в нагрузке (см. § 17), рекомендуется включать конденсатор, который настраивается в резонанс с индуктивной нагрузкой (рис. 35, а). С учетом производственного разброса и температурной нестабильности нагрузки сопротивление на-

грузочной цепи генератора, настроенной в резонанс, определится формулой

$$Z = \sqrt{r^2 + [\omega(L + \Delta L) - 1/\omega C]^2} = 2\pi f L \sqrt{1/Q^2 + (\Delta L/L)^2}, \quad (123)$$

где $\omega L = 1/\omega C$; $Q = \omega L/r$ — добротность нагрузки (подставляется ее минимальное значение); L и ΔL — номинальное значение индуктивности, компенсируемое емкостью C , и отклонение от номинального значения. Предполагается, что емкость конденсатора достаточно стабильна. Для рассматриваемого случая с компенсацией индуктивности $U = I 2\pi f L \sqrt{1/Q^2 + (\Delta L/L)^2}$, откуда с учетом (121)

$$L = (U/2\pi f r)^2 / [1/Q^2 + (\Delta L/L)^2]. \quad (124)$$

При достаточно высокой добротности нагрузки, с малыми активными потерями, потребляемая от источника питания мощность будет рассеиваться в основном в транзисторах. В связи с этим последовательно с реактивной нагрузкой, характеризующей формулой (123), рекомендуется включать резистор R (рис. 35, а), который разгрузит транзистор. Сопротивление резистора не должно существенно увеличивать полного сопротивления нагрузки, определяемого формулой (123), в которой величина Q учитывает влияние резистора.

Иногда генератор с малым выходным сопротивлением и нагрузка бывают конструктивно разнесены. В связи с этим параллельно индуктивной нагрузке рекомендуется включать конденсатор $C2$, расположив его непосредственно возле нагрузки и настроив нагрузочную цепь в резонанс, как показано на рис. 35, б. Это исключает протекание больших токов по соединительным проводам и разгружает транзисторы. Для улучшения формы колебаний в нагрузке, зашунтированной конденсатором (рис. 35, б), последовательно с нагрузкой целесообразно включать последовательный колебательный контур $L1C1$, настроенный в резонанс на первую гармонику. Катушка $L1$ совместно с конденсатором $C2$ образует фильтр, не пропускающий высшие гармоники в нагрузку [16].

С учетом низкого выходного сопротивления генератора с эмиттерной нагрузкой (см. § 19) и работы транзисторов в режиме с отсечкой тока целесообразно подобный фильтр включать в выходной цепи генератора. При этом непосредственно в цепь эмиттеров включается симметричный двухсекционный дроссель (вместо $Tr2$ на рис. 32 и 33), а между ним и выходным трансформатором с конденсатором $C2$ включается последовательный контур (рис. 35, в).

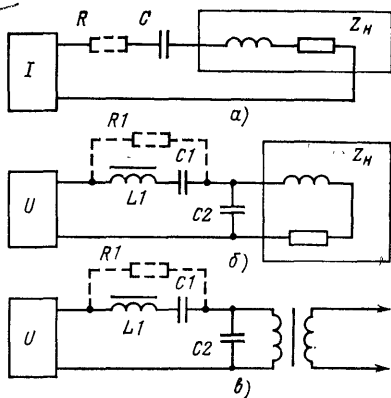


Рис. 35. Схемы подключения нагрузки к генераторам со стабилизацией тока (а) и напряжения (б, в).

При активной нагрузке параллельно ей может быть включен параллельный колебательный контур, настроенный в резонанс на частоту генерируемых колебаний, а между ним и выходом генератора — указанный последовательный контур. Параллельно $L1$ и $C1$ может быть включен резистор $R1$ (рис. 35, б, в) для снятия побочных явлений, вызываемых цепью из $L1$ и $C1$.

22. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ В ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

На рис. 36, а приведена схема включения пары, состоящей из транзистора и операционного усилителя на входе, охваченных отрицательной обратной связью с эмиттера транзистора на инвертирующий вход усилителя [14]. Такая пара представляет собой эквивалентный

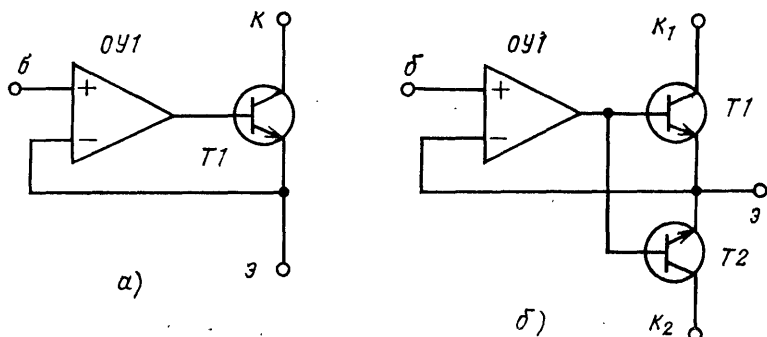


Рис. 36. Схемы включения операционного усилителя и транзисторов, работающих в линейном режиме (а) и режиме усиления класса В (б).

транзистор с улучшенными параметрами. Обычный транзистор характеризуется следующими параметрами, которые эквивалентно изменяются при включении операционного усилителя: входным сопротивлением по цепи базы $r_{вх} \approx h_{11э} + (1 + h_{21э})R_э$; входным и выходным сопротивлением по цепи эмиттера $r_{вх} = r_{вых} \approx h_{11э} + R_э/(1 + h_{21э})$; выходным сопротивлением по цепи коллектора, определяемым формулами (47) и (48); падением напряжения база—эмиттер $U_{бэ}$ (порог входной характеристики транзистора). Представив пару по схеме рис. 36, а в качестве эквивалентного транзистора, запишем для него следующие выражения:

$$r_{вх} = r_{вх.ус} [1 + K_{уУ}/(1 + h_{11б}/R_э)] \quad (125)$$

— входное сопротивление по цепи базы;

$$r_{вх} = r_{вых} = \frac{h_{11б} + (1 - h_{21б}) r_{вых.ус}}{1 + K_{уУ}/(1 + R_б/r_{вх.ус})} \quad (126)$$

— входное и выходное сопротивление по цепи эмиттера; выходное сопротивление по цепи коллектора определяется теми же формулами (47) и (48), но с подстановкой $K_{yU}R_a$ вместо R_a в формуле (47):

$$n = 1/[1 + (r_a + K_{yU}R_a)/(r_b + R_b)]; \quad (127)$$

$$U_{бэ.экв} = U_{см} + U_{бэ}/K_{yU} \quad (128)$$

— падение напряжения база—эмиттер, где K_{yU} , $U_{см}$, $r_{вх.ус}$ и $r_{вых.ус}$ — параметры операционного усилителя, а R_b и R_a — сопротивления резисторов в цепях эквивалентных выводов базы и эмиттера.

Из анализа выражений (125) — (128) следует, что эквивалентный транзистор благодаря большому коэффициенту усиления операционного усилителя имеет следующие значения параметров: $r_{вх} \rightarrow \infty$ — по цепи базы; $r_{вх} = r_{вых} \rightarrow 0$ — по цепи эмиттера; $r_{вых} \rightarrow 1/h_{22б}$ — по цепи коллектора; $U_{бэ.экв} \rightarrow U_{см} \ll U_{бэ}$ — напряжение база—эмиттер. В результате применения рассмотренной пары транзистора и операционного усилителя в генераторах со стабилизацией тока в коллекторной нагрузке (см. § 17) ток в нагрузке определится отношением $U_{вх}/R_a$ (без влияния $h_{11б}$ и порога), причем при малых значениях R_a и соответственно при малых значениях $U_{вх}$.

На рис. 36, б приведена схема варианта рассматриваемой пары с двумя транзисторами $n-p-n$ и $p-n-p$ проводимости, работающими в режиме усиления класса В (операционный усилитель при этом работает в линейном режиме). Схема устройства на рис. 36, б может быть частью генератора на рис. 29, б.

ПРИЛОЖЕНИЕ.

Примеры практических схем генераторов

Пример 1. Схема автогенератора на рис. 17, а содержит: $T1$ — МП41А [42], $R'_6 = R''_6 = 3,3$ кОм, $R_9 = 5,6$ кОм, $R_{э\sim} = 150$ Ом, $C_K = 1$ мкФ, $C_3 = 20$ мкФ, $L_K = 25$ мГн, $n_{обр} = 0,5$. На выходе — повторитель на транзисторе МП41А с эмиттерным резистором сопротивлением 680 Ом, база транзистора подключена к коллектору $T1$. Питание повторителя — 12,6 В (10 мА), автогенератора — через RC-фильтр с $R = 3,3$ кОм, $C = 50$ мкФ (около 2 мА). Автогенератор работает в режиме двойного ограничения амплитуды колебаний — отсечки тока и шунтирования контура $U_{вых} = 1$ В, $f = 1$ кГц.

Пример 2. Схема автогенератора на рис. 17, а с контуром по схеме рис. 14, г (емкостная трехточечная схема) содержит: $T1$ — МП41А [42], $R'_6 = 1,8$ кОм, $R''_6 = 4,3$ кОм, $R_9 = 3,6$ кОм, $R_{э\sim} = 10$ кОм, $C'_K = C''_K = 0,05$ мкФ, $L_K = 800$ мГн (сердечник М2000НМ-15-Б26 [25], провод ПЭВ-2-0,1, количество витков 1400).

На выходе — повторитель на транзисторе МП20А [42] с резистором сопротивлением 1,8 кОм в цепи эмиттера, база МП20А подключена к коллектору $T1$. Питание повторителя — 20 В, автогенератора — через стабилизирующую цепь из резистора сопротивлением 820 Ом и стабилитрона Д814В [42]; $U_{вых} = 2$ В, $f = 1$ кГц, суммарное потребление — 20 мА.

Пример 3. Схема автогенератора на рис. 19, б с диодной защитой транзисторов (рис. 34, б) содержит: $T1$ и $T2$ — П605А [42], $D1$ — $D4$ — Д310 [42] (полярность включения диодов — обратная, что обусловлено p - n - p проводимостью примененных транзисторов), $R_{61} = R_{62} = 10$ кОм, $R_{91} = R_{92} = 15$ Ом, $C_{61} = C_{62} = 0,05$ мкФ, $C_K = 4,7$ нФ. Катушка индуктивности L_K : сердечник — МР-СБ-23-17а [25], провод ЛЭШО-10-0,07, количество витков $w_{1-2} = w_{4-5} = 10$, $w_{2-3} = w_{3-4} = 30$, $w_6 = 7 = 90$. $U_{вых} = 20$ В на нагрузке $R = 300$ Ом, $f = 180$ кГц. $E_H = -15$ В, $I_H < 200$ мА.

Пример 4. Схема автогенератора на рис. 37 (на основе схем на рис. 19, б, 34, б и 35, б) содержит: $T1$ и $T2$ — П605А, $D1$ — $D4$ — типа Д310 [42], $R_1 = R_2 = 10$ кОм, $R_3 = R_4 = 10$ Ом, $R_5 = 120$ Ом, $C_1 = C_2 = 2,7$ нФ, $C_3 = C_4 = C_5 = 0,1$ мкФ, $C_6 = 33$ нФ, $C_7 = 2,7$ нФ, $C_8 = 0,015$ мкФ (типа КМ6). Данные $Tr1$: сердечник М50ВЧ2-14 К12×6×4,5 [25], провод ЛЭШО-7-0,2, количество витков $w_{1-2} = w_{4-5} = 3$, $w_{2-3} = w_{3-4} = 10$ (намотка в два провода в следующей последовательности: обмотка 1—2 и 3—4 — 3 витка, 3—4 и 2—3 — 7 витков, 2—3 и 4—5 — 3 витка), индуктивность между выводами 1—5 — 18 мкГн, $Q \geq 40$. Нагрузка (две магнитные головки стирания и подмагничива-

ния, используемые в аппаратуре магнитной записи) — с общей индуктивностью 5 мкГн, $Q \geq 15$, $E_n = 12,6$ В, $I_n < 200$ мА, $U_{\text{вых}} = 19$ В, $f = 700$ кГц, ток в нагрузке — 0,9 А.

Пример 5. Схема шестифазного генератора с усилительными цепями (см. рис. 15, з) и контуром изображена на рис. 20. Данные (см. рис. 20): три катушки индуктивности ($L1$ и $L4$, $L2$ и $L5$, $L3$ и $L6$) на сердечниках МР-СБ-23-17а [25]; намотка жгутом из шести свитых проводов ПЭЛШО-0,25, включенных последовательно с $k_{\text{обр}} =$

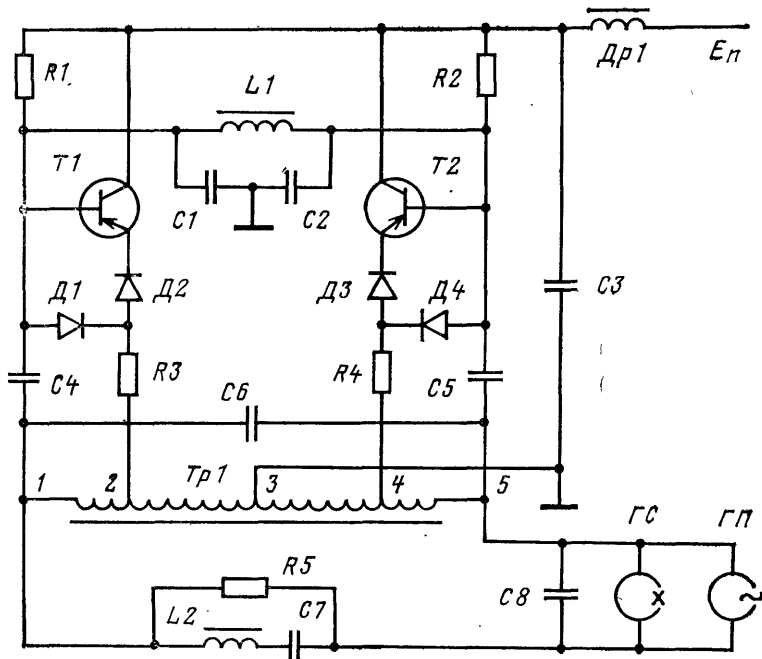


Рис. 37. Схема автогенератора для стирания и подмагничивания в аппаратуре магнитной записи.

$= 1/3$; $C_{1-2} = C_{2-3} = \dots = C_{6-1} = 1,2$ нФ. Данные усилительной цепи (см. рис. 15, з): $T1$ — ГТ308В [42], $R_5 = 33$ кОм, $R_3 = 1,8$ кОм, $R_2 = 270$ Ом, $C_6 = C_3 = 0,5$ мкФ, $E_n = -9$ В. Напряжение в точках 1—6 (см. рис. 20) $U = 3$ В (эфф.), $f = 450$ кГц.

Пример 6. Схема автогенератора с избирательной цепью (см. рис. 4, а) приведена на рис. 27, а. Данные элементов: ОУ1 — К1УТ401А [41, 42], $D1$ и $D2$ — КД503А [42], $R_1 = R_2 = 10$ кОм, $C_1 = 2,2$ мкФ, избирательная цепь: $R = 56$ кОм, $C = 0,045$ мкФ (КМ6 по 0,015 мкФ параллельно), $L = 500$ мГн с $Q \geq 45$ (сердечник М1500НМ3-2-Б14 [25], провод ПЭВ-2-0,06, 680 витков).

Буферный каскад (выход 2) — повторитель на транзисторе КТ312В [42] с $R_2 = 3,3$ кОм. Питание (усилителя ОУ1 и повторите-

ля): +6,3 В и -6,3 В. Между выводами 9 и 12 ОУ1 (для устранения высокочастотного возбуждения микросхемы) — конденсатор емкостью 33 пФ. $U_{\text{вых}2}=0,5$ В (эфф.), $f=1$ кГц.

Пример 7. Схема генератора на рис. 29, а содержит: $T1$ и $T2$ — МП20А [42], $R_{a1}=R_{a2}=0$, $R_a=100$ Ом (постоянное) + 2,2 кОм (регулируемое), $C_K=4,7$ нФ (КМ6), $Tr2$ — сердечник МР-СБ-23-17а [25], количество витков $\omega_{1-2}=\omega_{2-3}=0,5 \times \omega_{4-5}=65$, провод ПЭЛО-0,2, $L_{1-2}=L_{2-3}=160$ мкГн. $E_n=-12,6$ В, $U_{\text{вх}}=2,5$ В (на базе каждого транзистора), $f=80$ кГц. Ток в нагрузке — до 10 мА (выставляется резистором R_a и не зависит от нагрузки, изменяющейся в пределах от 0 до 1 кОм).

Пример 8. Схема генератора с цепью нагрузки (см. рис. 35, а) изображена на рис. 29, а. Данные элементов: $T1$ и $T2$ — ГТ403Б [42], $R_{a1}=R_{a2}=0$, $R_a=27$ Ом, $C_K=4,7$ нФ (КМ6), $Tr2$ — сердечник МР-СБ-23-17а [25], провод ПЭЛО-0,2, количество витков $\omega_{1-2}=\omega_{2-3}=\omega_{4-5}=65$, $L_{1-2}=L_{2-3}=160$ мкГн, в цепи нагрузки $C=2,2$ нФ и $L=2$ мГн (сердечник МР-СБ-12а [25], провод ПЭВ-2-0,14, 340 витков), нагрузка с $L=0,5$ мГн и $Q \geq 15$. $E_n=-12,6$ В, $U_{\text{вх}}=2,5$ В (на базе каждого транзистора), $f=80$ кГц, $I_{\text{вых}}=90$ мА.

Пример 9. Схема генератора с эмиттерной цепью (рис. 34, в) и цепью нагрузки (рис. 35, а) изображена на рис. 29, а. Данные элементов: $T1$ и $T2$ — по два транзистора П605А [42] параллельно в каждом плече и с резисторами сопротивлением 5 Ом последовательно с эмиттером каждого транзистора; $Tr1$ — сердечник МР-СБ-23-17а [25], провод ПЭЛШО-0,2, количество витков $\omega_{1-2}=90$, $\omega_{3-4}=\omega_{4-5}=45$, индуктивность $L_{1-2}=0,42$ мГн; $Tr2$ — сердечник МР-СБ-23-17а, провод ПЭЛШО-0,25, количество витков $\omega_{1-2}=\omega_{2-3}=35$, $\omega_{4-5}=70$, индуктивность $L_{1-2}=L_{2-3}=0,05$ мГн; $C_K=750$ пФ (КМ6); $Dr1$ (рис. 34, в) — сердечник МР-СБ-12а [25], провод ПЭВ-2-0,18, $\omega=150$, $L=0,5$ мГн; $R_a=15$ Ом; последовательно с нагрузкой (рис. 35, а) $C=220$ пФ, нагрузка имеет $L=0,5$ мГн и $Q \geq 15$. $E_n=-15$ В, $I_n \approx 300$ мА, $U_{\text{вх}}=3$ В (эфф.), $f=330$ кГц, $I_{\text{вых}}=120$ мА.

Пример 10. Схема генератора с эмиттерной цепью по схеме рис. 34, в, изображенная на рис. 30, а, содержит: $T1$, $T2$ и $T3$ — КТ312Б [42], $R_6=6,8$ кОм, $C_K=560$ пФ, $R_a=100$ Ом (постоянный резистор) + 1 кОм (переменный резистор); между средним выводом $Dr1$ и общей шиной — резистор 10 Ом; $Dr1$ — сердечник М1500НМ3-2-Б14 [25], по 80 витков в каждом плече, провод ПЭЛШО-0,1, $L=800$ мкГн (в каждом плече), $Tr2$ — сердечник М1500НМ3-2-Б14, четыре обмотки по 20 витков, провод ПЭЛШО-0,2 (вторичная обмотка трансформатора — из двух последовательно включенных обмоток), $L=40$ мкГн (каждой обмотки). $E_n=12,6$ В, $U_{\text{вх}}=2,3$ В, $I_n < 50$ мА, $f=480$ кГц. $I_{\text{вых}}=5 \div 20$ мА (выставляется переменным резистором R_a) в нагрузке от 0 до 500 Ом.

Пример 11. Схема генератора на рис. 33, а содержит $T1$ и $T2$ — КТ312Б [42] с защитой на диодах КД503А [42] по схеме на рис. 34, б; $T3$ и $T4$ — по два включенных параллельно транзистора КТ603Б [42] с резисторами сопротивлением 10 Ом в цепи каждого эмиттера; $Dr1$ и $Dr2$ — КД503А [42]; $R_1=R_2=10$ кОм; $R_3=R_4=15$ Ом; $C_1=C_2=0,1$ мкФ; $Tr1$ — на сердечнике М1500НМ3-2-Б14 [25] с количеством витков $\omega_{1-2}=\omega_{4-5}=10$, $\omega_{2-3}=\omega_{3-4}=50$, провод ПЭЛШО-0,1 индуктивность $L_{2-3}=L_{3-4}=250$ мкГн; обмотка 6—7—8 отсутствует, базы транзисторов $T3$ и $T4$ подключены к выводам 1 и 5 $Tr1$. Между базами $T1$ и $T2$ — параллельный контур с $C=2$ нФ (вместо C_3)

и $L=60$ мкГн (сердечник М1500НМЗ-2-Б14, провод ПЭВ-2-0,25, 30 витков). Между эмиттерными цепями $T3$ и $T4$ и трансформатором $Tr2$ включены: двухсекционный дроссель по схеме на рис. 34, σ на сердечнике М1500НМЗ-2-Б14, провод ПЭЛШО-0,1, по 80 витков ($L=800$ мкГн) в каждой секции; LCR -фильтры в каждом плече по схеме на рис. 35, σ с $L1$ (с данными катушки индуктивности, включенной между базами $T1$ и $T2$), $C_1=1,8$ нФ, $R_1=240$ Ом; параллельно первичной обмотке $Tr2$ — конденсатор емкостью 390 пФ и последовательная цепь из двух конденсаторов по 1,2 нФ с заземленной средней точкой. Данные $Tr2$: сердечник М1500НМЗ-2-Б14, провод ПЭВ-2-0,25, количество витков $w_{1-2}=w_{2-3}=14$, $w_{4-5}=28$; обмотка 4—5 — со средней точкой, которая подключена к общей шине; вывод 2 не подключен. Цепь детектирования — двухполупериодная на двух диодах КД503А [42] с дроссельно-емкостным фильтром ($L=250$ мкГн, $C=0,22$ мкФ), нагруженным резистором сопротивлением 1 кОм; выход фильтра подключен к базе транзистора КТ312Б, эмиттер которого подключен к общей шине через стабилитрон КС156А [42] и к источнику E_n через резистор сопротивлением 3,3 кОм, а коллектор — к источнику E_n через резистор сопротивлением 5,6 кОм, а к общей шине через конденсатор емкостью 0,22 мкФ; диоды $D1$ и $D2$ подключены к коллектору указанного транзистора; $E_n=-12,6$ В, $I_n \approx 350$ мА. Частота генерируемых колебаний — 480 кГц; $U_{вых}=12,6$ В (суммарное на обеих секциях вторичной обмотки) на нагрузке 150 Ом.

Рассмотренные практические схемы генераторов в большинстве своем используются в многоканальной аппаратуре магнитной записи в качестве генераторов стирания и подмагничивания (примеры 3, 4, 7—11), контрольных (примеры 1 и 6) и др.

Список литературы

1. Алексенко А. Г. Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. — М.: Советское радио, 1971. — 352 с.
2. Артым А. Д. Ключевой режим работы генератора высокой частоты. — Радиотехника, 1962, т. 24, № 6, с. 58—64.
3. Барсуков Ф. И. Генераторы и селективные усилители низкой частоты. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1964. — 80 с.
4. Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности. — М.: Энергия, 1978. — 344 с.
5. Бондаренко В. Г. RC-генераторы синусоидальных колебаний. — М.: Связь, 1976. — 208 с.
6. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1977. — 384 с.
7. А. с. 287137 (СССР). Генератор гармонических колебаний/ В. С. Голуб. — Оpubл. в Б. И., 1970, № 35, с. 67—68.
8. Голуб В. С. Генераторы независимых токов стирания и подмагничивания для многоканальной аппаратуры магнитной записи. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1968, № 16, с. 75—91.
9. А. с. 250222 (СССР). Генератор с внешним возбуждением/ В. С. Голуб. — Оpubл. в Б. И., 1969, № 26, с. 39.
10. А. с. 207998 (СССР). Двухтактный генератор с внешним возбуждением/ В. С. Голуб. — Оpubл. в Б. И., 1968, № 3 с. 42.
11. Голуб В. С. Многофазный автогенератор. — В кн.: Новые приборы контроля и средства автоматизации в машиностроении и приборостроении. — Киев: Знание, 1971, с. 40—45.
12. Голуб В. С. Основные соотношения для транзисторного автогенератора с коллекторно-базовым режимом отсечки. — Тезисы докладов на XVIII Укр. респ. НТК НТОРЭС им. А. С. Попова, 1968, с. 106.
13. Голуб В. С. Приведенная эквивалентная схема и выходное сопротивление транзистора с коллекторной нагрузкой. — Тезисы докладов на XVIII Укр. респ. НТК НТОРЭС им. А. С. Попова, 1968, с. 114.
14. Голуб В. С. Расчет стабилизации режима полупроводниковых усилителей. — Киев: Техніка, 1977. — 104 с.
15. Голуб В. С. Режимы работы и основные соотношения в транзисторных автогенераторах с отсечкой тока эмиттера. — Тезисы докладов на XVII респ. НТК НТОРЭС им. А. С. Попова, 1967, с. 118.
16. Голуб В. С. Транзисторные автогенераторы токов стирания и подмагничивания для аппаратуры магнитной записи. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1969, № 20, с. 108—121.

17. Голуб В. С. Улучшение схем транзисторных генераторов с внешним возбуждением. — В кн.: Новые приборы контроля и средства автоматизации в машиностроении и приборостроении. — Киев: Знание, 1971, с. 45—51.
18. А. с. 290394 (СССР). Многофазный автогенератор /В. С. Голуб, Ю. П. Гудзенко, Ю. А. Кравченко. — Оpubл. в Б. И., 1971, № 2, с. 148—149.
19. А. с. 412666 (СССР). Генератор гармонических колебаний /В. С. Голуб, Ю. А. Кравченко — Оpubл. в Б. И., 1974, № 3, с. 197.
20. Гутников В. С. Применение операционных усилителей в измерительной технике. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1975. — 120 с.
21. Демьянченко А. Г. Синхронизация генераторов гармонических колебаний. — М.: Энергия, 1976. — 240 с.
22. Дробов С. А., Бычков С. И. Радиопередающие устройства /Под ред. С. А. Дробова. — М.: Советское радио, 1969. — 720 с.
23. Евтянов С. И. Ламповые генераторы. — М.: Связь, 1967. — 384 с.
24. Зайцев Ю. В., Марченко А. Н. Полупроводниковые резисторы в радиосхемах. — М.: Энергия, 1971. — 112 с.
25. Злобин В. А., Муромкина Т. С., Пospelов П. В. Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков /Под ред. Н. Д. Горбунова и Г. А. Матвеева. — М.: Советское радио, 1972. — 240 с.
26. Исаков М. А. Об одном способе анализа транзисторных каскадов. — Радиотехника, 1972, № 11, с. 75—80.
27. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики. — М.: Энергия, 1976. — 448 с.
28. Криксунов В. Г. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. — Киев: Гостехиздат, 1958. — 206 с.
29. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Советское радио, 1977. — 399 с.
30. Мартынов В. А., Райков П. Н. Кварцевые резонаторы. — М.: Советское радио, 1976. — 64 с.
31. Марше Ж. Операционные усилители и их применение: Пер. с франц. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1974. — 216 с.
32. Момот Е. Г. Генератор с шунтирующим диодом и его применение. — М.: Госэнергоиздат, 1959. — 156 с.
33. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. — М.: Советское радио, 1971. — 384 с.
34. Николаенко Н. С. Проектирование транзисторных усилителей измерительных устройств. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1968. — 352 с.
35. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы. — М.: Высшая школа, 1966. — 416 с.
36. Проектирование и применение операционных усилителей: Пер. с англ./Под ред. И. Н. Теплюка. — М.: Мир, 1974. — 512 с.
37. Проектирование радиопередающих устройств /Под ред. В. В. Шахгильдяна. — М.: Связь, 1976. — 432 с.
38. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет/ Под ред. Р. А. Валитова и И. А. Попова. — М.: Советское радио, 1973. — 464 с.
39. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. — Киев: Техніка, 1967. — 610 с.
40. Спиридонов Н. С. Основы теории транзисторов. — Киев: Техніка, 1975. — 360 с.

41. Справочник по интегральным микросхемам/ Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Энергия, 1977. — 584 с.

42. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам /Под ред. Н. Н. Горюнова. — М.: Энергия, 1976. — 744 с.

43. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977. — 672 с.

44. Термен Ф., Петит Дж. Измерительная техника в электронике: Пер. с англ./ Под ред. В. Т. Фролкина. — М.: Изд-во иностр. лит., 1955. — 604 с.

45. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. — М.: Советское радио, 1969. — 592 с.

46. Харкевич А. А. Нелинейные и параметрические явления в радиотехнике. — М.: Гос. изд. тех.-теор. лит., 1956. — 184 с.

47. Челноков О. А. Транзисторные генераторы синусоидальных колебаний. — М.: Советское радио, 1975. — 272 с.

48. Шварц С. Полупроводниковые схемы. Справочник: Пер с англ./Под ред. Е. И. Мамонова. — М.: Изд-во иностр. лит., 1962. — 440 с.

49. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Советское радио, 1979. — 368 с.

50. Широкополосные радиопередающие устройства/Под ред. О. В. Алексеева. — М.: Связь, 1978. — 304 с.

51. Шитиков Г. Т., Цыганков П. Я., Орлов О. М. Высокостабильные кварцевые автогенераторы/Под ред. Г. Т. Шитикова. — Советское радио, 1974. — 376 с.

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Функциональная схема и избирательные цепи автогенераторов	4
1. Функциональная схема автогенератора	4
2. Избирательные LC -цепи	8
3. Избирательные RC -цепи	13
Транзисторные автогенераторы	17
4. Основные схемы автогенераторов	17
5. Эквивалентная схема транзисторной усилительной цепи	21
6. Автогенераторы с внешним смещением	24
7. Автогенераторы с эмиттерным автосмещением	27
8. Автогенераторы с базовым автосмещением	30
9. Автогенераторы с шунтированием контура	33
10. Автогенераторы с цепями смещения и шунтирования через диоды	35
11. Двухтактные, многофазные и связанные автогенераторы	39
12. Ключевые автогенераторы	41
Автогенераторы на операционных усилителях	44
13. Операционный усилитель и функциональная схема автогенератора	44
14. Автогенераторы с ограничением в усилителе	48
15. Автогенераторы с ограничением в цепях обратной связи	50
Генераторы с внешним возбуждением	53
16. Общие вопросы построения генераторов	53
17. Генераторы со стабилизацией тока в коллекторной нагрузке	55
18. Генераторы со стабилизацией напряжения в коллекторной нагрузке	59
19. Генераторы с эмиттерной нагрузкой	61
20. Защита транзисторов от перенапряжения база—эмиттер	64
21. Подключение нагрузки к генератору	66
22. Операционные усилители в транзисторных генераторах	68
Приложение. Примеры практических схем генераторов	70
Список литературы	74

Голуб В. С.

Г62 Генераторы гармонических колебаний. — М.: Энергия, 1980. — 80 с. — (Б-ка по радиоэлектронике; Вып. 69).

20 к.

Дано систематизированное изложение вопросов построения наиболее широко применяемых в различной радиоэлектронной аппаратуре схем низкочастотных генераторов и автогенераторов гармонических колебаний. Рассмотрены практические схемы генераторов на транзисторах и интегральных микросхемах, обладающие высокими точностными параметрами. Даны рекомендации по их применению и расчету.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры.

Г $\frac{30404-467}{051(01)-80}$ 223—80. 2402020000

ББК 32.84
6Ф2

Владислав Сергеевич Голуб

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Редактор *В. В. Никифоров*

Редактор издательства *Г. Н. Астафуров*

Технический редактор *В. В. Хапаева*

Корректор *Г. А. Полонская*

ИБ № 1049

Сдано в набор 10.07.80 Подписано в печать 20.10.80 Т-17667 Формат
84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 3 Гарн. шрифта литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 4,20 Уч.-изд. л. 4,28 Тираж 15 000 экз.
Заказ № 451 Цена 20 коп.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография «Союзполиграфпрома»
при Государственном комитете СССР по делам издательств,
полиграфии и книжной торговли

600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7