

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

**УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ
РАДИОСИГНАЛОВ**

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"
2011

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

**УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ
РАДИОСИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"
2011

УДК 621.396 (075)
ББК 32. 848 Я7
У 82

Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учеб. У82 пособие / А. В. Митрофанов, В. В. Полевой, В. Г. Сафин, А. А. Соловьев; Под общ. ред. А. А. Соловьева. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 84 с.

ISBN 978-5-7629

Содержит технические требования, необходимые расчетные соотношения и методики расчета и проектирования основных каскадов транзисторных широкодиапазонных радиопередатчиков: автогенераторов гармонических колебаний, цифровых синтезаторов частоты и широкополосных транзисторных усилителей.

Предназначено для подготовки бакалавров и магистров по направлению "Радиотехника" при выполнении курсового и дипломного проектирования, а также может быть полезно инженерно-техническим работникам этой области знаний.

УДК 621.396 (075)
ББК 32. 848 Я7

Рецензенты: кафедра радиоэлектронных средств защиты информации СПбГПУ; канд. техн. наук, доц. Л. С. Дмитриев (ВКА им. А. Ф. Можайского).

Утверждено
редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

ISBN 978-5-7629

©СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011

1. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

1.1. Выбор транзистора и режима его работы в автогенераторе

Автогенераторы (АГ) находят широкое применение в радиолокационной и радионавигационной аппаратуре, в устройствах вычислительной техники, систем связи, радиовещания и телевидения, в измерительных приборах и т. д. Одним из основных требований, предъявляемых к АГ, является обеспечение высокой стабильности частоты генерируемых колебаний, определяющей точность и разрешающую способность радиолокационных и радионавигационных систем, погрешность измерений в устройствах измерительной техники, качественные характеристики и надежность систем связи, радиовещания и телевидения.

Стабильность частоты АГ определяется параметрами используемого в нем транзистора, добротностью и эталонностью колебательной системы и выбранным режимом работы. При этом основными причинами изменения генерируемой частоты f_{Γ} при изменении режима работы транзистора являются изменения его емкостей и фазового угла средней крутизны φ_s . Кроме того, чем больше значение φ_s , тем сильнее оказывается воздействие дестабилизирующих факторов на частоту f_{Γ} [1], [2]. Поэтому в автогенераторах, как правило, используются транзисторы, у которых на частоте генерации еще не проявляются инерционные свойства. Для этого достаточно, чтобы $f_{\Gamma} < (0,1 \dots 0,3)f_s$, где f_s – граничная частота транзистора по крутизне. В противном случае необходимо учитывать комплексный характер крутизны S и других проводимостей транзистора:

$$Y_{21} = S = \frac{S_0}{1 + j\omega/\omega_s}; \quad \varphi_s = -\arctg \omega/\omega_s; \quad |S| = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_s)^2}};$$

$$Y_{BX} = g_{BX} + j\omega_{\Gamma}C_{BX}; \quad Y_{ВЫХ} \approx j\omega_{\Gamma}C_{ВЫХ},$$

где $\omega_{\Gamma} = 2\pi f_{\Gamma}$; $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi f_T / (Sr_{\bar{\sigma}})$; C_{BX} и $C_{ВЫХ}$ – соответственно входная и выходная емкости транзистора; g_{BX} – входная резистивная проводимость; S_0 – значение S на низких частотах; f_T – предельная частота усиления по току в схеме с общим эмиттером; $r_{\bar{\sigma}} = (2 \dots 4)\tau_K / C_K$ – сопротивление материала базы; τ_K – постоянная времени цепи обратной связи; C_K – емкость база – коллектор. Кроме того, высокая стабильность частоты может быть достигнута

лишь при такой выходной мощности АГ, которая не превышает единиц милливатт.

С учетом изложенного, для построения АГ с f_{Γ} до 10 МГц целесообразно использовать маломощные высокочастотные транзисторы типа ГТ308 – ГТ311, ГТ313, КТ306, КТ312, КТ313, КТ316, КТ322, КТ324, КТ331, КТ357, КТ358 и аналогичные им (табл. 1.1).

В автогенераторах повышенной стабильности транзистор должен работать в облегченном режиме. Поэтому значения напряжения источника коллекторного питания и амплитуды импульса коллекторного тока следует выбирать из условия

$$i_{km} < (0,2...0,5)i_{k, \text{доп}}; E_k < (0,3...0,6)u_{k, \text{доп}}, \quad (1.1)$$

где $u_{k, \text{доп}}$ и $i_{k, \text{доп}}$ – допустимые по паспортным данным значения напряжения коллекторного питания и импульса тока.

При выборе i_{km} необходимо учитывать, что значительное снижение его ($i_{km} < (2...3)$ мА) приводит к сильной зависимости параметров транзистора (таких, как f_s и φ_s) от температуры. При увеличении коллекторного тока наблюдается сначала рост модуля крутизны $|S|$, однако пропорционально увеличиваются постоянная времени входной цепи $\tau_s = 1/\omega_s$ и, соответственно, фазовый угол крутизны $\varphi_s = -\arctg(\omega\tau_s)$. Следовательно, для выполнения условия баланса фаз в АГ необходимо расстраивать контур относительно резонансной частоты f_0 , т. е. работать на участке его фазовой характеристики с меньшей крутизной, что снижает стабильность частоты генерируемых колебаний. При достижении током коллектора значений, близких к предельным, рост крутизны $|S|$ практически прекращается, а у некоторых типов транзисторов наблюдается ее снижение. Поэтому и при очень малых, и при значительных токах коллектора наблюдается снижение стабильности частоты АГ. Для рекомендованных транзисторов выбирают $i_{km} = (5...20)$ мА.

Режим работы транзистора в АГ обычно выбирается резко недонапряженным с коэффициентом использования коллекторного напряжения $\xi = (0,2...0,4)\xi_{\text{гр}}$ (здесь $\xi_{\text{гр}}$ – значение ξ в граничном режиме). Это объясняется тем, что при работе в перенапряженном режиме наблюдается сильное влияние питающих напряжений на частоту генерируемых колебаний за счет

возрастания первой гармоники базового тока и появления дополнительного угла сдвига фазы средней крутизны $\Delta\varphi_s$, обусловленного воздействием гармоник коллекторного тока. Кроме того, из-за модуляции нелинейной емкости C_K переход в перенапряженный режим увеличивает выходную проводимость транзистора, снижающую добротность и эталонность колебательной системы.

Коэффициент полезного действия АГ высокой стабильности оказывается достаточно низким ($\eta = 0,1 \dots 0,2$); и большая часть мощности, потребляемой от источника коллекторного питания, рассеивается на коллекторе транзистора. При низком КПД контура ($\eta_K = 0,1 \dots 0,3$) мощность, развиваемая АГ в нагрузке $P_{\sim H}$, невелика и связана с мощностью, рассеиваемой коллектором P_K , приближенным соотношением

$$P_K \approx P_{\sim H}(1 - \eta)/(\eta\eta_K) \approx (10 \dots 20)P_{\sim H} < P_{K, \text{доп}}, \quad (1.2)$$

где $P_{K, \text{доп}}$ – допустимая мощность, рассеиваемая коллектором.

Таблица 1.1

Обозначение	Тип проводимости	Основные параметры						Предельные параметры			
		f_T , МГц	$S_{гр}$, А/В	β_0	E_{60} , В	C_K , пФ	r_6 , Ом	$u_{K, \text{доп}}$, В	$u_{э-б, \text{доп}}$, В	$i_{K, \text{доп}}$, А	$P_{K, \text{доп}}$, Вт
ГТ311	$n-p-n$	300...800	0,05	50	0,25	3,0	60	12	2,0	0,05	0,15
ГТ313	$p-n-p$	450...1000	0,05	50	0,25	3,75	60	12	0,5	0,03	0,09
ГТ330	$n-p-n$	1000...1500	0,06	75	0,25	2,0	30	13	1,5	0,02	0,05
КТ306	$n-p-n$	500...650	0,03	50	0,6	3,0	300	15	4,0	0,03	0,2
КТ316	$n-p-n$	600...800	0,03	40	0,6	4,5	100	10	4,0	0,06	0,25
КТ324	$n-p-n$	600...800	0,03	40	0,6	3,75	100	10	4,0	0,02	0,025
КТ326	$n-p-n$	450...900	0,03	60	0,6	4,0	80	15	4,0	0,05	0,25
КТ337	$p-n-p$	500...600	0,05	50	0,6	6,0	60	6	4,0	0,03	0,15

В связи с этим нагрузка к АГ, как правило, подключается не непосредственно, а через буферный каскад с высоким входным сопротивлением, в качестве которого широко используется эмиттерный повторитель.

Уменьшать E_K , по сравнению с рекомендованным в (1.1), с целью повышения КПД нецелесообразно, так как при этом даже в недонапряженном режиме возрастают выходные емкость и проводимость и, следовательно, возрастает нестабильность частоты генерируемых колебаний.

С целью обеспечения высокой стабильности амплитуды колебаний угол отсечки коллекторного тока θ в стационарном режиме выбирается из условия [1], [2]: $80^\circ < \theta < 100^\circ$, а мягкий режим самовозбуждения при $\theta \leq 90^\circ$ создается за счет использования автоматического смещения. Наиболее часто применяется комбинированная схема автосмещения из делителя в цепи базы транзистора и резистора R_3 в эмиттерной цепи. В этом случае также снижается чувствительность параметров транзистора, а значит, и f_T к изменению температуры окружающей среды и к изменению напряжения источника коллекторного питания. Опыт проектирования транзисторных АГ показывает, что существует оптимальное значение $R_3 = R_{3\text{opt}}$, обеспечивающее максимальную стабильность частоты [1]. Ориентировочное значение $R_{3\text{opt}}$ может быть определено как

$$R_{3\text{opt}} = (50 \dots 100) / S_0. \quad (1.3)$$

При расчете транзисторных АГ используют кусочно-линейную аппроксимацию характеристик транзистора. При этом достаточная для инженерных расчетов точность обеспечивается только в том случае, если заранее известна амплитуда импульса коллекторного тока и аппроксимируется лишь рабочий участок характеристики. В тех случаях, когда в справочных материалах отсутствуют статические характеристики транзистора, при малых токах коллектора можно воспользоваться приближенным аналитическим выражением для определения крутизны [1]

$$S_0 = \beta_0 / (r_{\bar{\beta}} + r_{\beta}) \approx 15\beta_0 i_{km} / (15i_{km} r_{\bar{\beta}} + \beta_0), \quad (1.4)$$

где β_0 – низкочастотное значение коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Основные параметры некоторых маломощных транзисторов приведены в табл. 1.1, где приняты следующие обозначения: $S_{\text{гр}}$ – крутизна линии граничного режима; $E_{\bar{\beta}0}$ – напряжение запираения; $u_{\text{э-б.доп}}$ – допустимое напряжение между эмиттером и базой транзистора.

Иногда основным требованием, предъявляемым к АГ, является обеспечение значительной мощности в нагрузке при высоких энергетических показателях автогенератора. Стабильность частоты при этом является либо второстепенным фактором, либо обеспечивается с помощью систем автоматической

подстройки частоты. В последнем случае АГ должен допускать возможность управления частотой генерируемых колебаний, например с помощью варикапов. Кроме того, широкое применение находят АГ, частота которых f_{Γ} должна изменяться в достаточно широких пределах при относительно невысоких требованиях к ее стабильности. Последнее относится, например, к автогенераторам, используемым в качестве гетеродинов радиовещательных приемников, или к управляемым генераторам в синтезаторах частоты. Во всех этих случаях при выборе режима работы транзистора целесообразно значение импульса коллекторного тока увеличить по сравнению с (1.1) до $(0,5...0,7)i_{\text{к,доп}}$ и повысить ξ до $(0,6...0,7)\xi_{\text{гр}}$.

1.2. Основы расчета транзисторного автогенератора

Транзисторные автогенераторы чаще всего выполняются по схеме емкостной и реже – индуктивной трехточки. Сравнительный анализ стабильности частоты указанных схем АГ показывает, что лучшими характеристиками обладает схема емкостной трехточки. Преимущества этой схемы особенно проявляются на высоких частотах, где необходимо считаться с инерционными свойствами транзистора ($f_{\Gamma} > 0,3f_s$), так как в ней полное фазирование может быть достигнуто за счет взаимной компенсации фазовых углов крутизны φ_s и коэффициента обратной связи φ_k ($\varphi_k + \varphi_s = 0$). В этом случае транзистор работает на настроенную нагрузку ($\cos \varphi_3 = 1$) и, следовательно, отдает большую мощность $P_{\sim} = 0,5U_{\text{к}}I_{\text{к1}} \cos \varphi_1$, а частота генерируемых колебаний практически совпадает с собственной частотой контура, где его фазовая характеристика наиболее крута.

Наибольшее практическое применение получила не классическая схема емкостной трехточки (рис. 1.1, а), а схема Клаппа (рис. 1.1, б), в которой последовательно с контурной индуктивностью включается дополнительный конденсатор C_3 . Это уменьшает коэффициент включения контура в коллекторную цепь и позволяет использовать контуры с высоким волновым сопротивлением ρ и высокой добротностью Q .

При расчете контура обычно задаются волновым сопротивлением $\rho = 100...200$ Ом и, зная частоту генерируемых колебаний, определяют индуктивность катушки $L_{\text{к}}$ и полную емкость контура $C_{\text{к}}$. Затем по известной доб-

ротности нагруженного контура $Q_H = 100...150$ можно определить его коэффициент включения p в коллекторную цепь транзистора:

$$p = \sqrt{R_{ЭК} / (Q_H \rho)} ,$$

где $R_{ЭК}$ – расчетное значение коллекторной нагрузки АГ. Значения емкостей контурных конденсаторов определяются из простых выражений

$$C_1 = C_K / p; C_2 = C_1 / K_{о.с}; C_3 = 1 / (1 / C_K - 1 / C_1 - 1 / C_2), \quad (1.5)$$

где $K_{о.с}$ – коэффициент обратной связи. При необходимости учитывается влияние входной и выходной емкостей транзистора. Номинальные значения емкостей конденсаторов подбираются по каталогу.

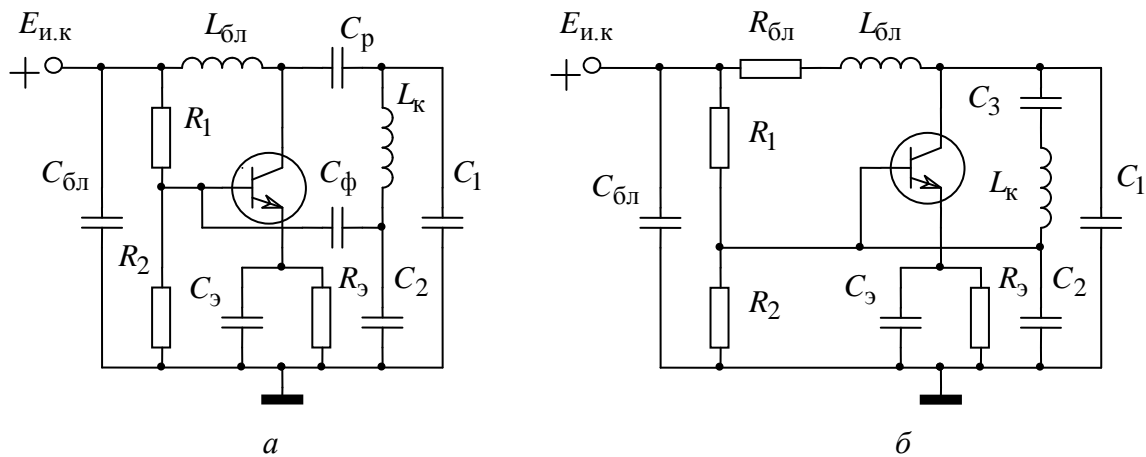


Рис. 1.1

Электрический расчет режима АГ практически совпадает с соответствующим расчетом генератора с внешним возбуждением и будет рассмотрен в приведенном далее примере. Расчет цепей базового питания транзисторного АГ имеет особенности.

При расчете делителя в базовой цепи сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбираются исходя из следующих требований: во-первых, напряжение смещения на базе транзистора должно быть равно полученному в результате расчета режима. Для этого необходимо, чтобы

$$R_2 / (R_1 + R_2) = (E_{см} + I_{к0} R_3 + I_{б0} R_д) / E_{и.к}, \quad (1.6)$$

где $R_д = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ – сопротивление делителя; $E_{и.к}$ – напряжение источника коллекторного питания; $I_{к0}$ и $I_{б0}$ – постоянные составляющие кол-

латорного и базового тока соответственно; $E_{см}$ – напряжение базового смещения.

Кроме того, для обеспечения высокой добротности колебательной системы сопротивление базового делителя R_d должно быть существенно больше сопротивления X_2 ветви контура между базой и эмиттером, а с точки зрения термостабилизации – не должно превышать $(4...6)R_3$, т. е.

$$(20...50)X_2 < R_d < (4...6)R_3. \quad (1.7)$$

Выражения (1.6) и (1.7) при известных значениях X_2 и R_3 дают возможность выбрать сопротивление R_d , а затем определить сопротивления R_1 и R_2 :

$$R_1 = \frac{|E_{и.к}|R_d}{I_{к0}R_3 + E_{см} + I_{б0}R_d}; \quad R_2 = \frac{R_d R_1}{R_1 - R_d}. \quad (1.8)$$

Особое значение при расчете АГ имеет выбор емкости блокировочного конденсатора C_3 . Емкость конденсатора C_3 должна быть достаточно велика для обеспечения фильтрации переменной составляющей $(I_{э1}/(\omega_T C_3)) \ll U_6$ и, вместе с тем, должна обеспечить устойчивость стационарного режима колебаний АГ, т. е. отсутствие режима прерывистой генерации и самомодуляции. Емкость конденсатора C_3 может быть определена при известных R_3 (см. (1.3)), Q_H и ω_T из неравенства

$$(5I_{э1}R_3/(\omega_T U_6)) < R_3 C_3 < 2Q_H/\omega_T, \quad (1.9)$$

где $I_{э1}$ и U_6 – амплитуды первой гармоники эмиттерного тока и напряжения на базе транзистора.

Пример расчета транзисторного АГ

Рассчитать транзисторный АГ при следующих исходных данных:
 $f_T = 10$ МГц; $U_H = 1$ В; $C_H = 10$ пФ; $R_H = 500$ Ом ($P_{~H} = 1$ мВт), где U_H , C_H , R_H – амплитуда напряжения на нагрузке, емкость и сопротивление нагрузки соответственно.

Расчет режима работы

1. Выбор транзистора. Оценим активную мощность $P_{~}$, отдаваемую транзистором, задаваясь КПД контура $\eta_K = 0,2$; $P_{~} = P_{~H}/\eta_K = 1/0,2 = 5$ мВт.

Для обеспечения повышенной стабильности частоты АГ выбираем схему Клаппа и транзистор с $f_s > 30$ МГц, например типа ГТ311, основные параметры которого приведены в табл. 1.1.

2. Исходя из соотношений (1.1) и (1.2) зададимся значениями $i_{km} \approx 0,4 i_{k, \text{доп}} = 0,4 \cdot 50 = 20$ мА; $\theta = 90^\circ$; $\alpha_0 = 0,32$; $\alpha_1 = 0,5$ – коэффициенты разложения импульса тока [1], [3]. Для выбранного режима определим крутизну S_0 и граничную частоту f_s транзистора ГТ311. В соответствии с (1.4):

$$S_0 = 15 i_{km} \beta_0 / (15 i_{km} r_{\bar{\theta}} + \beta_0) = 15 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 50 / (15 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 60 + 50) = 0,22 \text{ А/В};$$

$$f_s = f_T / (S_0 r_{\bar{\theta}}) = 500 / (0,22 \cdot 60) \approx 40 \text{ МГц}; \varphi_s = -\arctg(f_T / f_s) = -\arctg(10/40) = -14^\circ (\varphi_s \ll 90^\circ).$$

3. Постоянная составляющая I_{k0} и первая гармоника I_{k1} коллекторного тока:

$$I_{k0} = \alpha_0 i_{km} = 0,32 \cdot 20 = 6,4 \text{ мА}; I_{k1} = \alpha_1 i_{km} = 0,5 \cdot 20 = 10 \text{ мА}.$$

4. Амплитуда напряжения на коллекторе

$$U_K = 2P_{\sim} / I_{k1} = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} / 10^{-2} = 1 \text{ В}.$$

5. Напряжение коллекторного питания E_K . Для этого определим остаточное напряжение на коллекторе $u_{o, \text{гр}}$ в граничном режиме и соответствующий коэффициент $\xi_{\text{гр}}$:

$$u_{o, \text{гр}} = i_{km} / S_{\text{гр}} = 20 \cdot 10^{-3} / 50 \cdot 10^{-3} = 0,4 \text{ В};$$

$$\xi_{\text{гр}} = U_K / E_{\text{гр}} = 1 - u_{o, \text{гр}} / (u_{o, \text{гр}} + U_K) = 1 - 0,4/1,4 \approx 0,7.$$

Принимаем: $\xi = 0,3 \xi_{\text{гр}} \approx 0,2$, что соответствует $E_K = U_K / \xi = 1/0,2 = 5 \text{ В}$.

6. Эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки

$$Z_{\text{эк}} = U_K / I_{k1} = 1/10^{-2} = 100 \text{ Ом}.$$

7. Мощности, подводимая P_0 и рассеиваемая на коллекторе P_K :

$$P_0 = I_{k0} |E_K| = 6,4 \cdot 5 = 32 \text{ мВт}; P_K = P_0 - P_{\sim} = 32 - 5 = 27 \text{ мВт} < P_{k, \text{доп}}.$$

8. КПД по коллекторной цепи АГ $\eta = P_{\sim} / P_0 = 5/32 \approx 0,16 = 16\%$.

9. Амплитуда напряжения возбуждения на базе

$$U_{\bar{6}} \approx \frac{i_{km} \sqrt{1 + (f_{\Gamma} / f_s)^2}}{S_0(1 - \cos \theta)} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \sqrt{1 + (10/40)^2}}{0,22(1 - 0)} = 0,095 \text{ В.}$$

10. Напряжение смещения на базе $E_{см} = E_{\bar{6}0} + U_{\bar{6}} \cos \theta = 0,25 \text{ В.}$

11. Коэффициент обратной связи $K_{о.с} = U_{\bar{6}} / U_{\kappa} = 0,095/1 \approx 0,1.$

12. Сопротивление $R_{\bar{9}} = (50 \dots 100) / S_0 = (50 \dots 100) / 0,22 \approx 390 \text{ Ом.}$

13. Напряжение источника коллекторного питания

$$|E_{и.к}| = E_{\kappa} + I_{\kappa 0} R_{\bar{9}} = 5 + 6,4 \cdot 10^{-3} \cdot 390 = 7,5 \text{ В} < E_{\kappa, \text{доп}}.$$

Расчет колебательной системы АГ

1. Задаваясь добротностью ненагруженного контура $Q_x = 200$ при $\eta_{\kappa} = 0,2$ находим $Q_H = Q_x(1 - \eta_{\kappa}) = 200(1 - 0,2) = 160.$

2. Эквивалентное сопротивление контура в точках подключения коллекторной цепи $R_{\bar{9}\kappa} \approx Z_{\bar{9}\kappa} / \cos \varphi_s = 100 / 0,97 \approx 103 \text{ Ом.}$

3. Задаваясь волновым сопротивлением контура $\rho = 150 \text{ Ом}$, определяем его полную емкость C_{κ} и индуктивность катушки L_{κ} :

$$C_{\kappa} = 1/(\omega_{\Gamma} \rho) = 1/(2\pi \cdot 10^7 \cdot 150) = 105 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 105 \text{ пФ};$$

$$L_{\kappa} = \rho / \omega_{\Gamma} = 150 / (2\pi \cdot 10^7) = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

4. Коэффициент включения контура в коллекторную цепь

$$p = \sqrt{R_{\bar{9}\kappa} / (\rho Q_H)} = \sqrt{103 / (105 \cdot 160)} = 0,065.$$

5. Емкости контурных конденсаторов (см. (1.5)):

$$C_1 = C_{\kappa} / p = 105 / 0,065 \approx 1600 \text{ пФ}; C_2 = C_1 / K_{о.с} = 1,6 / 0,1 = 16 \text{ нФ};$$

$$C_3 = 1/(1/C_{\kappa} - 1/C_1 - 1/C_2) = 1/(1/105 - 1/1600 - 1/16000) \approx 110 \text{ пФ.}$$

В случае необходимости производится учет емкостей транзистора $C_{вх}$, $C_{вых}$ и нагрузки C_H .

Расчет элементов цепей питания

1. Сопротивление делителя смещения в цепи базы

$$(20 \dots 50) X_2 < R_{\bar{д}} < R_{\bar{9}} (4 \dots 6), \text{ где } X_2 = 1/(\omega_{\Gamma} C_2) = 1/(2\pi \cdot 10^7 \cdot 16 \cdot 10^{-9}) \approx 1 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_{\bar{д}} = 2 \text{ кОм}$, тогда из соотношения (1.8) находим

$$R_1 = |E_{и.к}| R_{\bar{д}} / (I_{\kappa 0} R_{\bar{9}} + |E_{см}|) = 7,52 \cdot 2 \cdot 10^3 / (6,4 \cdot 10^{-3} \cdot 390 + 0,25) \approx 5,4 \cdot 10^3$$

$$\text{Ом; } R_2 = R_{\bar{д}} R_1 / (R_1 - R_{\bar{д}}) = 2 \cdot 5,4 / (5,4 - 2) \approx 3,2 \text{ кОм.}$$

2. Емкость конденсатора C_3 (см. (1.9)):

$$5I_{э1}/(\omega_r U_6) < C_3 < 2Q_H/(\omega_r R_3);$$

$$5 \cdot 0,01/(2\pi \cdot 10^7 \cdot 0,095) < C_3 < 2 \cdot 160/(2\pi \cdot 10^7 \cdot 390);$$

$$8 \cdot 10^{-9} < C_3 < 12 \cdot 10^{-9}; \text{выбираем } C_3 = 10 \text{ нФ.}$$

3. Индуктивность блокировочного дросселя

$$L_{бл} = (10 \dots 20)L_K = 15 \cdot 2,4 = 36 \text{ мкГн.}$$

Для устранения возможных паразитных колебаний на частоте, ниже заданной, необходимо снизить добротность дросселя $L_{бл}$, включив последовательно с ним дополнительный резистор $R_{бл} = 100 \dots 200 \text{ Ом}$ и скорректировав при этом напряжение источника коллекторного питания $E_{и.к.}$.

В случае необходимости получения напряжения $U_H < U_K$ разбиваем емкость конденсатора C_1 на две C_1' и C_1'' , которые находим из соотношений $C_1'' = C_1(U_K/U_H) - C_H$; $C_1' = C_1/(1 - C_1/C_1'')$.

1.3. Особенности проектирования кварцевых автогенераторов

1.3.1. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Стабильность частоты автогенератора в основном определяется эталонными свойствами и добротностью его колебательной системы. Эталонные свойства и добротность электрических колебательных систем (LC -контуров) обычно ограничивают относительную нестабильность частоты АГ значением порядка 10^{-4} .

В тех случаях, когда требуется более высокая стабильность частоты, в АГ применяются механические колебательные системы, из которых наиболее широкое распространение получили кварцевые резонаторы (КВР).

Существование прямого и обратного пьезоэлектрического эффектов в кварце, допускающих практически полное преобразование электрической энергии в механическую и обратно, делает удобным использование КВР в качестве колебательной системы АГ.

В кварцевых резонаторах может быть возбуждено несколько видов механических колебаний, а в пределах данного вида возможны колебания на основной частоте и на механических гармониках. Поэтому электрическая эквивалентная схема КВР (рис. 1.2, а) может быть представлена в виде параллель-

ного соединения емкости кварцедержателя C_0 и, в общем случае, бесконечно-го числа $L_{\text{KB}}C_{\text{KB}}R_{\text{KB}}$ -контуров, резонансные частоты которых совпадают с частотами механических колебаний кварцевой пластины. Так как КВР является высокодобротной колебательной системой, при построении эквивалентной схемы, справедливой для узкого диапазона, вблизи каждой из частот гармоник можно пренебречь влиянием всех последовательных контуров, кроме одного, настроенного на эту частоту.

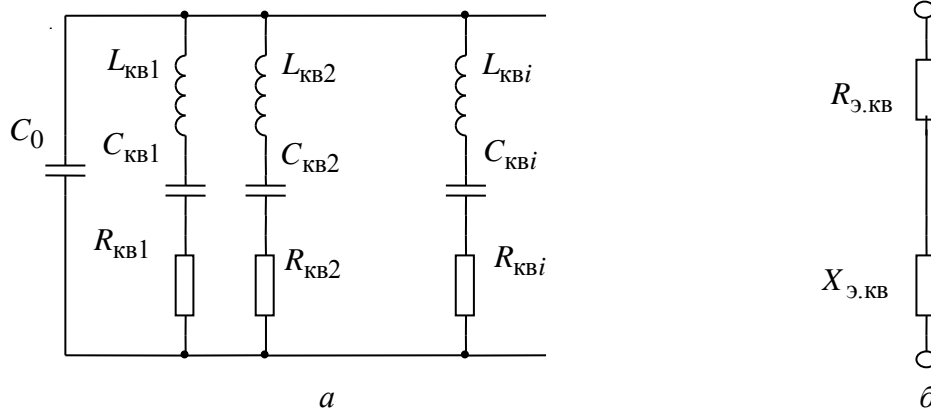


Рис. 1.2

К основным параметрам эквивалентной схемы КВР, приводимым в справочных данных, относятся: динамическая индуктивность L_{KB} и емкость C_{KB} , емкость кварцедержателя C_0 , сопротивление потерь R_{KB} , добротность резонатора $Q_{\text{KB}} = \sqrt{L_{\text{KB}}/C_{\text{KB}}} / R_{\text{KB}}$ и частота последовательного резонанса в динамической ветви $f_{\text{KB}} = 1/(2\pi\sqrt{L_{\text{KB}}C_{\text{KB}}})$.

При анализе и проектировании кварцевых АГ кварцевый резонатор удобно представить в виде последовательного соединения резистивного $R_{\text{Э.КВ}}$ и реактивного $X_{\text{Э.КВ}}$ двухполюсников (рис. 1.2, б), т. е. $Z_{\text{Э.КВ}} = R_{\text{Э.КВ}} + jX_{\text{Э.КВ}}$, где

$$R_{\text{Э.КВ}} = \frac{R_{\text{KB}}}{(1 - \alpha\delta)^2 + \delta^2} ; \quad (1.10)$$

$$X_{\text{Э.КВ}} = R_{\text{Э.КВ}} \frac{\alpha - \delta - \delta\alpha^2}{(1 - \alpha\delta)^2 + \delta^2} . \quad (1.11)$$

Здесь $\alpha = Q_{\text{KB}}(1 - f_{\text{KB}}^2 / f^2) \approx 2Q_{\text{KB}}(f - f_{\text{KB}}) / f_{\text{KB}}$ – обобщенная расстройка; $\delta = 2\pi f_{\text{KB}} R_{\text{KB}} C_0$.

Таблица 1.2

Частота, кГц	Рекомендуемая $P_{\text{кв}}$, мВт		Допустимая $P_{\text{кв.доп}}$, мВт	
	для термоста- тируемых КвР	для нетермо- статируемых КвР	для термоста- тируемых КвР	для нетермо- статируемых КвР
От 4 до 50 при колеба- ниях на основной ча- стоте	0,005	0,01	0,01	0,03
От 50 до 800 при коле- баниях на основной ча- стоте	0,200	0,50	0,50	1,00
Свыше 15 000 при ко- лебаниях на высших гармониках	0,200	0,50	0,50	1,00
Для прецизионных тер- мостатируемых резона- торов	0,010	—	0,10	—

Анализ выражения (1.11) показывает, что эквивалентное сопротивление резонатора носит индуктивный характер в диапазоне относительных расстроек от δ до $(1/\delta - \delta)$. За пределами этой области КвР имеет емкостный характер эквивалентного сопротивления. Крутизна фазочастотной характеристики КвР с учетом (1.10) и (1.11)

$$\frac{\partial \varphi}{\partial \alpha} = \frac{\partial}{\partial \alpha} [\arctg(X_{\text{э.кв}} / R_{\text{э.кв}})] = \frac{1 - 2\alpha\delta}{1 + (\alpha - \delta - \delta\alpha^2)}$$

достигает максимального значения, равного 1 ($\partial \varphi / \partial \alpha = 2Q_{\text{кв}} / f_{\text{кв}}$) при $\alpha = 0$. При $\alpha = 0,76$ $\partial \varphi / \partial \alpha$ падает в 2 раза, а при $\alpha = 0,95$ – в 3 раза, что необходимо учитывать при выборе резонатора, исходя из заданной частоты генерируемых колебаний.

Характерным свойством КвР является старение, приводящее к необратимому изменению резонансной частоты $f_{\text{кв}}$. Скорость старения максимальна в начале срока эксплуатации резонатора и пропорциональна рассеиваемой в нем мощности. Поэтому КвР первоначально подвергают "тренировке", т. е. работе с повышенной мощностью рассеивания ($P_{\text{кв}}$). При дальнейшем использовании $P_{\text{кв}}$ должна соответствовать значениям, указанным в табл. 1.2 [1].

В табл. 1.3 приведены основные параметры некоторых типов резонаторов.

Таблица 1.3

№ п/п	$f_{\text{КВ}}$, МГц	$R_{\text{КВ}}$, Ом	$Q_{\text{КВ}} \cdot 10^{-3}$	C_0 , пФ	№ п/п	$f_{\text{КВ}}$, МГц	$R_{\text{КВ}}$, Ом	$Q_{\text{КВ}} \cdot 10^{-3}$	C_0 , пФ
1	0,750	450	30	10	11	3,0	82	45	5
2	0,999985	170	50	6	12	3,999931	44	58	4
3	1,0	150	45	8	13	4,0	50	68	5
4	1,499972	270	30	5	14	4,99992	27,5	91	5,7
5	1,5	250	40	7	15	5,0	28,7	88	4,6
6	1,500034	470	40	3	16	6,0	24,5	59	6,3
7	1,99997	85	56	5	17	7,99993	11	100	8
8	2,0	210	50	3.5	18	9,0	15	32	5
9	2,000016	120	60	4	19	10,0	35	34	5
10	2,999955	50	58	4	20	15,0	11	67	7

Серийно выпускаемые КвР изготавливаются на частоты от 4 кГц до 100 МГц в различном конструктивном исполнении: вакуумированные, герметизированные, миниатюрные и микромодульные. Допустимые относительные отклонения частоты настройки резонаторов от номинального значения в зависимости от класса резонатора лежат в пределах $\pm 0,5 \cdot 10^{-6} \dots \pm 50 \cdot 10^{-6}$.

Долговременная относительная нестабильность частоты вакуумированных КвР составляет $(3 \dots 5) 10^{-6}$, а герметизированных – $(10 \dots 30) 10^{-6}$. Относительная нестабильность за сутки не превышает 10^{-10} .

До 15 МГц кварцевые резонаторы возбуждаются на основной частоте, а свыше 15 МГц – на гармониках.

1.3.2. Сравнительная характеристика основных схем кварцевых автогенераторов

Широко используемые на практике схемы автогенераторов с кварцевой стабилизацией, несмотря на их многообразие, можно разбить на две большие группы. К первой группе схем относятся те, в которых КвР включается вместо одного из двухполюсников Z_1 , Z_2 или Z_3 в обобщенной трехточечной схеме АГ (рис. 1.3). Это так называемые осцилляторные схемы. В них эквивалентное

сопротивление КвР должно носить индуктивный характер, а выход резонатора из строя приводит к срыву колебаний, поскольку невозбужденный КвР имеет емкостный характер эквивалентного сопротивления. В осцилляторных схемах частота генерации f_{Γ} удовлетворяет условию $f_{\text{Кв}} \leq f_{\Gamma} \leq f_{\Pi}$, где f_{Π} – частота параллельного резонанса.

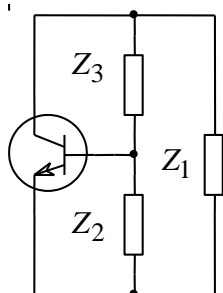


Рис. 1.3

Из осцилляторных схем наибольшее практическое применение находит схема с КвР между коллектором и базой транзистора, построенная на основе емкостной трехточечной схемы, или схемы Клаппа.

Высокая стабильность частоты этих схем обусловлена как меньшим шунтированием КвР самим транзистором, так и тем, что высшие гармоники в базовом и коллекторном напряжениях ослабляются конденсаторами C_1 и C_2 . Послед-

нее препятствует дополнительному увеличению фазового угла средней крутизны. Одна из возможных схем такого АГ приведена на рис. 1.4.

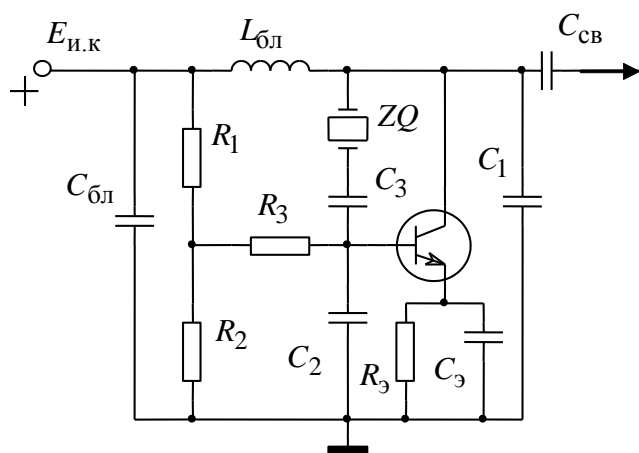


Рис. 1.4

Во вторую группу схем можно включить схемы с КвР в цепи обратной связи и схемы с КвР в контуре. Во всех этих схемах, как правило, помимо КвР имеется обычный колебательный контур, обеспечивающий выполнение условий самовозбуждения. Отличительной особенностью схем второй группы является то, что в них КвР используется как

высокодобротный последовательный контур. Схемы с кварцем в цепи обратной связи могут быть получены из схемы на рис. 1.3 при включении КвР в одну из ветвей, соединяющих колебательный контур с эмиттером или базой транзистора, а схемы с кварцем в контуре – включением КвР последовательно с одним из двухполюсников Z_1 , Z_2 или Z_3 . В обеих схемах генерация происходит на частотах, близких к частоте $f_{\text{Кв}}$. И в том и в другом случае за основу берется емкостная трехточечная схема, позволяющая получить наибольшую стабильность частоты.

Один из широко применяемых вариантов схемы с КвР в цепи обратной связи представлен на рис. 1.5, а схемы с КвР в контуре – на рис. 1.6.

Схема на рис. 1.4 обладает наибольшей стабильностью частоты, но может быть использована только при работе на основной частоте. Кроме того, в ней, как уже указывалось, частота генерации должна быть несколько выше, чем $f_{\text{КВ}}$. Схемы на рис. 1.5 и 1.6 могут применяться как при работе на основной частоте, так и на высших механических гармониках. Частота генерируемых колебаний должна лежать в достаточно узкой окрестности частоты $f_{\text{КВ}}$.

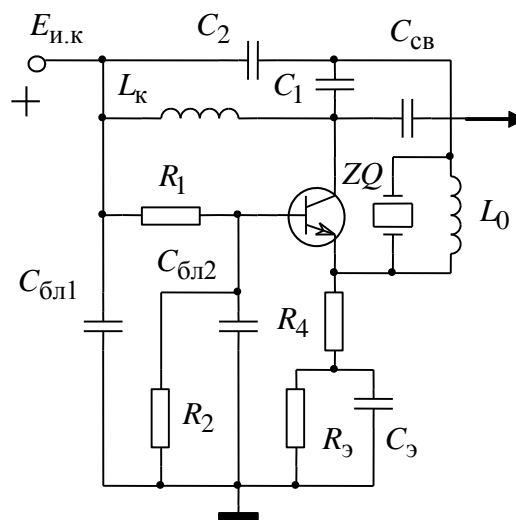


Рис. 1.5

В схемах второй группы принципиально возможно возбуждение колебаний нестабилизированных КвР за счет шунтирующего действия емкости кварцедержателя C_0 .

Для подавления таких колебаний резонатор шунтируется либо резистором R_0 , значение которого определяется соотношением $R_0 = 1/(2\pi f_{\text{КВ}} C_0)$, либо катушкой индуктивности L_0 . Ее номинал выбирается из условия $\omega_{\text{КВ}} = 1/\sqrt{L_0 C_0}$, где $\omega_{\text{КВ}} = 2\pi f_{\text{КВ}}$. Нестабильность частоты, обусловленная изменением параметров транзистора и колебательной системы, в АГ, выполненном по схеме на рис. 1.5, ниже, чем в схеме на рис. 1.6.

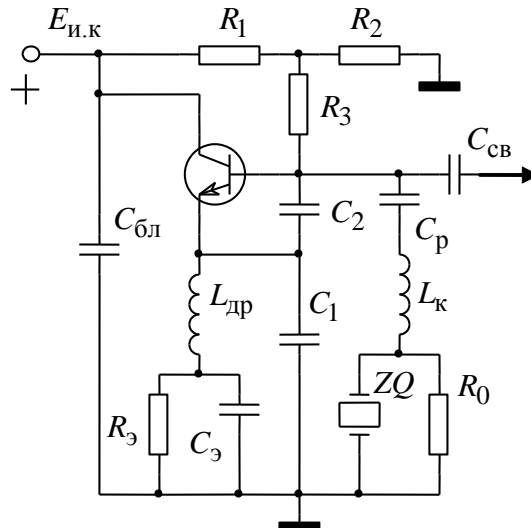


Рис. 1.6

Выходная мощность автогенераторов, построенных по схемам на рис. 1.4 и 1.6, обычно не превышает 0,1...0,5 мВт, а по схеме на рис. 1.5 – 1...5 мВт. Нестабильность частоты, вызванная изменением температуры окружающей среды, во всех АГ обусловлена КвР и практически одинакова.

1.3.3. Расчет автогенератора с кварцевым резонатором между коллектором и базой транзистора

Цель расчета – определение параметров колебательной системы АГ (емкостей конденсаторов C_1 , C_2 и C_3) в схеме на рис. 1.4, режима работы транзистора и элементов цепей питания, при которых обеспечивается заданная частота генерируемых колебаний и наибольшая ее стабильность, а мощность, рассеиваемая КвР, не превышает допустимую.

Исходным при расчете является комплексное уравнение стационарного режима [2]

$$S_1(\cos \varphi_s + j \sin \varphi_s)Z_y = 1,$$

где $S_1 = S_{1.0} \cos \varphi_s$, $S_{1.0} = S_0 \alpha_1 (1 - \cos \theta)$ – средняя крутизна транзистора по первой гармонике; $Z_y = -Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_{\text{э.кв}})$, $Z_1 \approx -jX_1$, $Z_2 \approx -jX_2$, $Z_3 \approx -jX_3$, которое после разделения на мнимую и вещественную составляющие дает следующую систему уравнений:

$$R_{\text{кв}} \operatorname{tg} \varphi_s = X_{\text{э.кв}} - X_{\text{к}}; \quad (1.12)$$

$$S_1 \cos \varphi_s X_1 X_2 = R_{\text{э.кв}}; \quad (1.13)$$

$$\alpha_{\Gamma} = 2Q_{\text{кв}}(f_{\Gamma} - f_{\text{кв}})/f_{\text{кв}}, \quad (1.14)$$

где α_{Γ} – обобщенная расстройка КвР; $X_{\text{э.кв}} = R_{\text{кв}} \alpha_{\Gamma}$; $X_{\text{к}} = X_1 + X_2 + X_3 = 1/(\omega_{\Gamma} C_{\text{к}})$ – полное сопротивление емкостной ветви контура; $C_{\text{к}}$ – полная емкость контура; $X_1 = 1/(\omega_{\Gamma} C_1)$; $X_2 = 1/(\omega_{\Gamma} C_2)$; $X_3 = 1/(\omega_{\Gamma} C_3)$.

Относительное изменение частоты, вызванное изменениями параметров колебательной системы и транзистора, определяется соотношением

$$\frac{\Delta f_{\Gamma}}{f_{\Gamma}} = \frac{1}{2Q_{\text{кв}}} \left[\frac{|\Delta \varphi_s|}{\cos \varphi_s} + \frac{|\Delta C_{\text{к}}|}{C_{\text{к}}} (\alpha_{\Gamma} - \operatorname{tg} \varphi_s) \right], \quad (1.15)$$

где $\Delta \varphi_s$ и $\Delta C_{\text{к}}$ – абсолютные приращения φ_s и $C_{\text{к}}$, обусловленные действием дестабилизирующих факторов.

Расчет АГ начинается с выбора кварцевого резонатора. При этом необходимо руководствоваться следующими соображениями. Резонансная частота $f_{\text{кв}}$ должна быть несколько ниже f_{Γ} , т. е. $\alpha_{\Gamma} > 0$. При этом чем меньше α_{Γ} , тем в меньшей степени будут влиять параметры колебательной системы на частоту генерируемых колебаний (см. (1.15)). Однако, как это следует из соот-

ношения (1.12), малым значениям α_{Γ} соответствуют большие значения C_K , при которых затрудняется выполнение условия (1.13), являющегося уравнением баланса амплитуд в АГ. Оптимальные значения α_{Γ} обычно лежат в пределах $0,5 \dots 3$. Если имеется несколько резонаторов с требуемой частотой, предпочтение следует отдать КвР с большей добротностью и меньшим значением R_{KB} .

Далее, в соответствии с рекомендациями, изложенными в 1.1, выбирается тип транзистора и режим его работы, т. е. определяются β_0 , S_0 , $S_{\Gamma P}$, φ_s , E_K , $E_{\text{б}0}$, i_{km} , θ , I_{K1} , I_{K0} .

Основное внимание при выборе транзистора следует обратить на возможность обеспечения малого значения фазового угла средней крутизны, во многом определяющего в соответствии с (1.15) влияние на f_{Γ} параметров транзистора и C_K . Кроме того, желательно иметь возможно большие значения крутизны коллекторного тока S_0 при i_{km} , удовлетворяющем (1.1).

После выбора транзистора и КвР с помощью соотношения (1.14) определяется обобщенная расстройка α_{Γ} , находится X_{KB} , а затем, пользуясь уравнениями баланса амплитуд (1.13) и фаз (1.12), рассчитываются X_K и $X_1 X_2$.

Далее по известному значению амплитуды первой гармоники коллекторного тока I_{K1} определяется требуемое значение амплитуды напряжения на базе $U_{\text{б}1} = I_{K1} / S_1$ и, считая, что ток в контуре существенно больше базового тока транзистора, устанавливается связь между током, протекающим через кварцевый резонатор I_{KB} , и напряжением на базе, т. е. $U_{\text{б}} / I_{KB} = X_2$.

Для определения тока I_{KB} , входящего в последнее соотношение, достаточно учесть, что $I_{KB} = \sqrt{2P_{KB} / R_{KB}}$, где P_{KB} – мощность, рассеиваемая на КвР, значением которой следует задаться в соответствии с рекомендациями табл. 1.2.

Таким образом, становятся известными $X_1 X_2$, X_2 и X_K , т. е. сопротивления всех конденсаторов, входящих в состав колебательной системы АГ. Если в результате расчета оказывается, что $X_1 + X_2 > X_K$ (это означает, что баланс фаз в АГ реализовать не удастся), следует уменьшить P_{KB} по сравнению с ранее выбранным.

По известным значениям X_1 , X_2 , X_3 и ω_r определяются емкости соответствующих конденсаторов. Поскольку стандартные значения емкостей несколько отличаются от расчетных, их номиналы выбираются таким образом, чтобы получить заданное значение $C_k(X_k)$. Точно установить частоту генерации можно с помощью подстроечного конденсатора, подключаемого параллельно наименьшей из емкостей контура.

Попутно отметим, что при выборе типа конденсаторов целесообразно отдать предпочтение тем, которые имеют наименьшее значение ТКЕ.

На этом расчет колебательной системы автогенератора заканчивается, после чего определяются токи и напряжения в схеме АГ, проводится энергетический расчет и вычисляются номиналы элементов цепей питания. Выбор питающих напряжений, расчет цепей питания, номиналов блокировочных и разделительных элементов производятся на основании рекомендаций, изложенных в 1.2 (см. (1.1) – (1.9)).

Пример расчета

Рассчитать параметры и режим работы кварцевого АГ, работающего на частоте 3 МГц. Параметры выбранного биполярного транзистора: $\beta_0 = 50$; $f_T = 500$ МГц; $S_{гр} = 0,05$ А/В; $E_{б0} = 0,25$ В; $r_{б} = 60$ Ом; $E_{к.доп} = 12$ В; $I_{к.доп} = 0,05$ А; $P_{к.доп} = 0,15$ Вт.

1. В соответствии с изложенными рекомендациями задаемся $i_{km} = 0,007$ А, $\theta = 80^\circ$ ($\alpha_1 = 0,472$, $\alpha_0 = 0,286$) и определяем $S_0 = 0,093$ А/В; $S_{1,0} = 0,036$ А/В; $f_s = 89,6$ МГц; $\varphi_s = -1,91^\circ$; $S_1 \approx S_{1,0} = 0,036$ А/В; $I_{к1} = 0,0033$ А.

2. Выбираем кварцевый резонатор со следующими параметрами: $f_{кв} = 2,99995$ МГц; $R_{кв} = 50$ Ом; $Q_{кв} = 50000$ и задаемся мощностью, рассеиваемой резонатором $P_{кв} = 0,0003$ Вт $< P_{кв.доп} = 0,0005$ Вт.

Расчет параметров колебательной системы АГ

1. Обобщенная расстройка

$$\alpha_r = 2Q_{кв}(f_r - f_{кв})/f_{кв} = 2 \cdot 50000(3 - 2,99995)/3 = 1,67.$$

2. Реактивное сопротивление кварцевого резонатора на частоте генерации $X_{э,кв} = R_{кв}\alpha_r = 50 \cdot 1,67 = 83,5$ Ом.

3. Полное реактивное сопротивление емкостной ветви контура

$$X_K = X_K = X_{\text{э.кв}} - R_{\text{кв}} \operatorname{tg} \varphi_s = 83,5 + 50 \cdot 0,033 = 85,17 \text{ Ом.}$$

4. Произведение $X_1 X_2 = R_{\text{кв}} / (S_1 \cos \varphi_s) = 50 / (0,036 \cdot 0,999) = 1389,7 \text{ Ом}^2.$

5. Амплитуда первой гармоники тока через кварцевый резонатор

$$I_{\text{кв}} = \sqrt{2P_{\text{кв}} / R_{\text{кв}}} = \sqrt{2 \cdot 3 \cdot 10^{-4} / 50} = 3,46 \text{ мА.}$$

6. Амплитуда первой гармоники напряжения на базе транзистора

$$U_{\text{б}} = I_{\text{к1}} / S_1 = 0,0033 / 0,036 = 0,092 \text{ В.}$$

7. Сопротивление конденсатора C_2

$$X_2 = U_{\text{б}} / I_{\text{кв}} = 0,092 / 0,00346 = 26,5 \text{ Ом.}$$

8. Сопротивление конденсатора C_1

$$X_1 = X_1 X_2 / X_2 = 1389,7 / 26,5 = 52,44 \text{ Ом.}$$

9. Сопротивление конденсатора C_3

$$X_3 = X_K - X_1 - X_2 = 85,17 - 52,44 - 26,5 = 6,23 \text{ Ом.}$$

10. Емкости конденсаторов колебательной системы:

$$C_1 = 1 / (2\pi f_{\Gamma} X_1) = 1 / (2\pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 52,4) = 1012 \text{ пФ;}$$

$$C_2 = 1 / (2\pi f_{\Gamma} X_2) = 1 / (2\pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 26,5) = 2002 \text{ пФ;}$$

$$C_3 = 1 / (2\pi f_{\Gamma} X_3) = 1 / (2\pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 6,23) = 8515 \text{ пФ.}$$

Расчет режима работы транзистора

1. Амплитуда напряжения на коллекторе

$$U_K = I_{\text{кв}} \sqrt{R_{\text{кв}}^2 + (X_{\text{кв}} - X_2 - X_3)^2} = 0,00346 \sqrt{50^2 + (83,5 - 26,5 - 6,23)^2} = 0,25 \text{ В.}$$

2. Постоянное напряжение на коллекторе транзистора

$$E_K = 0,3 E_{\text{к.доп}} = 0,3 \cdot 12 = 3,6 \text{ В.}$$

3. Проверка недонапряженного режима работы:

$$U_{\text{к.гр}} = E_K - i_{\text{км}} / S_{\Gamma} = 3,6 - 0,007 / 0,05 = 3,46 \text{ В.}$$

4. Модуль эквивалентного сопротивления колебательного контура

$$Z_{\text{эк}} = U_K / I_{\text{к1}} = 0,25 / 0,0033 = 75,8 \text{ Ом.}$$

5. Мощность, потребляемая транзистором от источника коллекторного напряжения, $P_0 = E_K i_{km} \alpha_0 = 3,46 \cdot 0,007 \cdot 0,286 = 0,00693$ Вт.

6. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора,
 $P_K = P_0 - P_{KB} = 0,00693 - 0,0003 = 0,00663$ Вт.

7. Коэффициент полезного действия транзистора
 $\eta = P_{KB} / P_0 = 0,3/6,93 = 0,043$.

8. Постоянная составляющая тока базы
 $I_{\bar{b}0} = i_{km} \alpha_0 / \beta_0 = 0,007 \cdot 0,286 / 50 = 0,04$ мА.

9. Напряжение смещения на базе
 $E_{\bar{b}} = -U_{\bar{b}} \cos \theta + E_{\bar{b}0} = -0,092 \cdot 0,174 + 0,25 = 0,234$ В.

Расчет элементов цепей питания

1. Индуктивность дросселя в цепи коллекторного питания
 $L_{др} = (20...30)Z_{ЭК} / \omega_{\Gamma} = 25 \cdot 75,8 / (2\pi \cdot 3 \cdot 10^6) = 100,6$ мкГн.

Часто, с точки зрения технологичности целесообразно заменить дроссель балластным резистором $R_{\bar{b}}$, сопротивление которого выбирается из аналогичного условия, т. е. $R_{\bar{b}} = (20...30)Z_{ЭК}$.

2. Напряжение источника коллекторного питания $E_{и.к} = E_K + (I_{K0} + I_{\bar{b}0})R_{\bar{b}}$, где $R_{\bar{b}}$ определяется из соотношения (1.3). В том случае, когда вместо дросселя используется балластный резистор, при вычислении $E_{и.к}$ необходимо учесть падение напряжения на нем.

Цепи базового автосмещения рассчитываются на основе соотношений (1.6) – (1.8), а $C_{\bar{b}}$ выбирается из условия $I_{K1} / (\omega_{\Gamma} C_{\bar{b}}) = U_{\bar{b}} / (20...30)$.

1.3.4. Расчет автогенератора с кварцевым резонатором в цепи обратной связи

При разработке методики расчета АГ (см. рис.1.5), как и в предыдущем случае, воспользуемся уравнением стационарного состояния [2]:

$$\frac{S_1 Z_{ЭМ} Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2 + Z_3)(Z_{Э.КВ} + Z_2 + Z_{ЭМ}) - Z_2^2} = 1, \quad (1.16)$$

где $Z_1 + Z_2 + Z_3 = R_K + j\omega_{\Gamma} L_K + 1/(j\omega_{\Gamma} C_K) \approx R_K (1 + j\alpha_K)$; $\alpha_K = 2Q_K(f_{\Gamma} - f_K)/f_K$ – обобщенная расстройка; Q_K – нагруженная добротность контура в

коллекторной цепи АГ; $2\pi f_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$; $C_k = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ – емкость контура; R_k – собственное сопротивление потерь в контуре; $Z_{эм} = R_{эм} + jX_{эм}$ – комплексное сопротивление, представляющее собой параллельное соединение входного сопротивления транзистора, включенного по схеме с общей базой, и резистора в эмиттерной цепи R_4 .

Учитывая, что наибольшую стабильность частоты АГ можно получить только при совпадении частоты генерации с частотой последовательного резонанса КВР, в дальнейшем будем считать $f_{Г} = f_{КВ}$. Фазовый угол средней крутизны транзистора при его включении по схеме с общей базой существенно меньше, чем в схеме с общим эмиттером, что позволяет считать крутизну транзистора вещественной и положить $S_1 = S_{1.0}$. Кроме того учтем, что емкость кварцедержателя C_0 нейтрализована индуктивностью L_0 , выбранной из условия $\sqrt{L_0 C_0} = 1/\omega_{КВ}$. Тогда, записав соотношение (1.16) отдельно для мнимых и вещественных составляющих и выполнив необходимые преобразования, получим уравнения баланса фаз и баланса амплитуд:

$$\alpha_k = \operatorname{tg} \varphi_s \approx 0, \text{ т. е. } \omega_{Г} = \omega_{КВ}; \quad (1.17)$$

$$(1 + K)S_{1.0}R_{эм} / [K(1 + \delta_1^2)] = 1, \quad (1.18)$$

где $\delta_1^2 = \omega_{КВ}^2 C_2^2 (R_{КВ} + R_{эм})R_k = R_k / R_{ВН}$; $R_{эм} = R_4 / (1 + S_{1.0}R_4)$; $K = C_1 / C_2$; $R_{ВН}$ – сопротивление, вносимое в контур цепью обратной связи; R_k – сопротивление потерь в контуре.

В процессе расчета необходимо определить параметры колебательной системы АГ (L_k и C_k) и цепи обратной связи (K и R_4). Поэтому, помимо уже имеющихся двух уравнений (1.17) и (1.18), необходимо составить еще 2. Одним из них может служить уравнение, связывающее мощность, рассеиваемую КВР, с параметрами АГ, т. е. $I_{КВ} = \sqrt{2P_{КВ} / R_{КВ}}$. Учтя, что $I_{КВ} = U_{б} / R_{эм} = U_{б}(1 + S_{1.0}) / R_4$, можно получить $R_4 \sqrt{2P_{КВ} / R_{КВ}} = U_{б} + U_{б}S_1R_4 = U_{б} + i_{km}\alpha_1R_4$. Из последнего соотношения следует, что $U_{б} = R_4(\sqrt{2P_{КВ} / R_{КВ}} - i_{km}\alpha_1)$. Нетрудно заметить, что полученное равенство

выполняется лишь при условии $i_{km} < \sqrt{2P_{кв} / \alpha_1^2 R_{кв}}$, которое необходимо учесть при выборе амплитуды импульса коллекторного тока транзистора.

Таким образом, задавшись значениями i_{km} , θ и $P_{кв}$, по известным параметрам КвР и транзистора можно рассчитать R_4 и определить $R_{эм}$.

Поскольку эквивалентное сопротивление контура без учета потерь, вносимых цепью $R_{кв}$, $R_{эм}$, определяется равенством $R_{эк} = 1/(\omega_{кв}^2 C_K^2 R_K)$, где $C_K = C_2 K / (1 + K)$, приведем выражение для δ_1^2 к виду $\delta_1^2 = (1 + K)^2 (R_{кв} + R_{эм}) / (R_{эк} K^2)$.

С учетом последнего равенства уравнение баланса амплитуд может быть представлено как

$$\frac{S_{1.0} R_{эм} R'_{эк} (1 + K)}{(R_{кв} + R_{эм} + R'_{эк}) K} = 1, \quad (1.19)$$

где $R'_{эк} = R_{эк} K^2 / (1 + K)^2$ – эквивалентное сопротивление контура в точках подключения кварцевого резонатора.

Высокая фиксирующая способность КвР может быть реализована только в том случае, если выполнено условие $R_{кв} > R'_{эк}$. Практически достаточно, чтобы $R_{кв} = (3...5) R'_{эк}$. С учетом изложенного, из соотношения (1.19) можно определить значения коэффициента K и $R_{эк}$. Затем, задавшись реализуемой добротностью контура $Q_K = 1/(\omega_{кв} C_K R_K) = 50...100$, определяют волновое сопротивление контура $\rho_K = 1/(\omega_{кв} C_K) = \omega_{кв} L_K = R_{эк} / Q_K$ и значения C_K и L_K .

Порядок расчета АГ изложен в приводимом далее примере.

Пример расчета

Рассчитать параметры и режим работы АГ, работающего на частоте 15 МГц и выполненного на транзисторе ГТ313.

Параметры транзистора: $f_T = 900$ МГц, $\beta_0 = 50$, $S_{гр} = 0,05$ А/В, $E_{б0} = 0,25$ В, $r_{б0} = 60$ Ом, $i_{к.доп} = 0,03$ А, $P_{к.доп} = 0,5$ мВт.

Параметры кварцевого резонатора:

$f_{кв} = 15$ МГц, $R_{кв} = 11$ Ом, $C_0 = 7$ пФ, $Q_{кв} = 67000$.

Задаемся мощностью, рассеиваемой КвР, $P_{кв} = 0,2$ мВт.

Расчет параметров транзистора

1. Максимально возможная амплитуда импульса коллекторного тока транзистора $i_{km} < \sqrt{2P_{KB}/(\alpha_1^2 R_{KB})} = \sqrt{2 \cdot 2 \cdot 10^{-4}/(0,436^2 \cdot 11)} = 14 \text{ мА}$.

2. Задаемся $i_{km} = 5 \text{ мА}$ и определяем $S_0 = 0,081 \text{ А/В}$, $S_{1,0} = 0,023 \text{ А/В}$, $U_6 = 0,11 \text{ В}$.

Расчет параметров колебательной системы и цепи обратной связи

1. Сопротивление резистора в эмиттерной цепи $R_4 = U_6 / (\sqrt{2P_{KB}/R_{KB}} - i_{km}\alpha_1) = 0,11 / (\sqrt{2 \cdot 0,0002/11} - 0,006 \cdot 0,436) = 32 \text{ Ом}$.

2. Сопротивление $R_{эм} = R_4 / (1 + S_{1,0}R_4) = 32 / (1 + 0,023 \cdot 32) = 18,4 \text{ Ом}$.
Задаемся $R'_{эк} = 0,25R_{KB} = 0,25 \cdot 11 = 2,75 \text{ Ом}$.

3. Вспомогательный параметр
 $A = S_{1,0}R_{эм}R_{эк} / (R_{KB} + R_{эм} + R_{эк}) = 0,023 \cdot 18,4 \cdot 2,75 / (11 + 18,4 + 2,75) = 0,036$.

4. Отношение емкостей $K = A / (1 - A) = 0,036 / (1 - 0,036) = 0,037$.

5. Эквивалентное сопротивление контура
 $R_{эк} = R'_{эк}(1 + K)^2 / K^2 = 2,75(1 + 0,037)^2 / 0,037^2 = 2160 \text{ Ом}$.

6. Задаемся добротностью контура $Q_K = 50$.

7. Параметры колебательной системы:
 $\rho_K = R_{эк} / Q_K = 2160 / 50 = 43,2 \text{ Ом}$; $C_K = 1 / (2\pi f_{KB} \rho_K) = 1 / (2\pi \cdot 15 \cdot 10^6 \cdot 43,2) =$
 $= 246 \text{ пФ}$; $L_K = \rho_K / (2\pi f_{KB}) = 43,2 / (2\pi \cdot 15 \cdot 10^6) = 0,458 \text{ мкГн}$; $C_2 = C_K(1 +$
 $+ K) / K = 246(1 + 0,037) / 0,037 = 6894 \text{ пФ}$; $C_1 = KC_2 = 0,037 \cdot 6894 = 255 \text{ пФ}$.

8. Индуктивность, нейтрализующая емкость кварцедержателя:
 $L_0 = 1 / ((2\pi f_{KB})^2 C_0) = 1 / (4\pi^2 (15 \cdot 10^6)^2 \cdot 7 \cdot 10^{-12}) = 16,1 \text{ мкГн}$.

Расчет энергетических параметров автогенератора

1. Параметр $\delta_1^2 = [(1 + K) / K]^2 (R_{KB} + R_{эм}) / R_{эк} = [(1 + 0,037) / 0,037]^2 \times$
 $\times (11 + 18,4) 2160 = 10,7$.

2. Сопротивление коллекторной нагрузки транзистора $R_{к.н} = R_{эк} / ((1 + K)^2 (1 + 1/\delta_1^2)) = 2160 / ((1 + 0,037)^2 (1 + 1/10,7)) = 1837 \text{ Ом}$.

3. Амплитуда напряжения на коллекторе

$$U_K = i_{km} \alpha_1 R_{K.H} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,436 \cdot 1837 = 4,005 \text{ В.}$$

Далее из условия получения недонапряженного режима работы выбирается E_K , рассчитываются потребляемая мощность, мощность, отдаваемая транзистором, мощность, рассеиваемая на коллекторе, и КПД коллекторной цепи.

При расчете цепей питания необходимо учесть, что база транзистора заземлена по высокой частоте. Поэтому при расчете делителя R_1, R_2 необходимо задаться током через делитель $I_D = (5 \dots 10) I_{B0}$, а затем воспользоваться приведенными ранее соотношениями.

1.3.5. Расчет автогенератора с кварцевым резонатором в контуре

Уравнение стационарного режима для АГ (см. рис. 1.6) имеет вид

$$\frac{S_1(1 + j \operatorname{tg} \varphi_s) Z_1 Z_2 \cos \varphi_s}{Z_1 + Z_2 + Z_3} = -1, \quad (1.20)$$

где $Z_1 = -jX_1 = 1/(j\omega_\Gamma C_1)$; $Z_2 = -jX_2 = 1/(j\omega_\Gamma C_2)$; $Z_3 = j\omega_\Gamma L_K + Z'_{\text{Э.КВ}}$; $Z'_{\text{Э.КВ}} = R'_{\text{Э.КВ}} + jX'_{\text{Э.КВ}} = R_{\text{КВ}}(1 - \delta)[1 + j(\alpha - \delta)]$ – эквивалентное сопротивление КВР с учетом шунтирующего действия R_0 (см. 1.3.1); $\delta = \omega_{\text{КВ}} C_0 R_{\text{КВ}}$; $\alpha = 2Q_{\text{КВ}}(f_\Gamma - f_{\text{КВ}})/f_{\text{КВ}}$. Поскольку $R_{\text{КВ}}$ существенно больше собственного сопротивления потерь в контуре, последнее в расчетах не учитывается.

Крутизна фазочастотной характеристики резонатора, зашунтированного резистором R_0 , равна $\frac{\partial \varphi}{\partial \alpha} = \frac{\partial}{\partial \alpha} \operatorname{arctg}(\alpha - \delta) = 1/(1 + (\alpha - \delta)^2)$ и достигает максимального значения при $\alpha = \delta$. Следовательно, для обеспечения максимальной стабильности частоты частота генерируемых колебаний должна быть практически равна частоте последовательного резонанса КВР. Заменяя в условии стационарности (1.20) ω_Γ на $\omega_{\text{КВ}}$ и выделив отдельно мнимую и вещественную части равенства, нетрудно получить

$$X_K = R'_{\text{Э.КВ}} \operatorname{tg} \varphi_s; \quad (1.21)$$

$$X_1 X_2 S_1 \cos \varphi_s / R'_{\text{Э.КВ}} = 1, \quad (1.22)$$

где X_K – реактивное сопротивление по обходу колебательной системы на частоте генерации.

При расчете колебательной системы АГ необходимо определить L_k , C_1 и C_2 . Поэтому помимо двух уравнений (1.21) и (1.22) необходимо составить еще одно. Таким уравнением может быть уравнение, связывающее мощность, рассеиваемую КВР, с напряжением на базе транзистора, током через резонатор и параметрами колебательной системы, т. е. $X_2 = U_6 / \sqrt{2P_{KB} / R_{KB}}$.

Таким образом, выбрав транзистор и кварцевый резонатор и задавшись i_{km} , θ и P_{KB} можно определить X_k , X_1X_2 и X_3 , т. е. рассчитать колебательную систему автогенератора.

Пример расчета

Рассчитать параметры и режим работы АГ, работающего на частоте 10 МГц и выполненного на транзисторе ГТ313.

Необходимые для расчета параметры транзистора: $i_{km} = 6$ мА; $S_0 = 0,081$ А/В; $\varphi_s = -3,5^\circ$; $I_{k1} = 2,62$ мА. Параметры кварцевого резонатора: $f_{KB} = 10$ МГц; $C_0 = 5$ пФ; $P_{KB} = 0,3$ мВт; $Q_{KB} = 34000$; $R_{KB} = 35$ Ом. Задаемся $P_{KB} = 0,3$ мВт.

Расчет параметров колебательной системы

1. Вспомогательный параметр $\delta = 2\pi f_{KB} C_0 R_{KB} = 2\pi \cdot 10^7 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 35 = 0,011$.

2. Резистивное сопротивление КВР $R'_{э.КВ} = R_{KB} (1 - \delta) \approx R_{KB} = 35$ Ом.

3. Реактивное сопротивление по обходу колебательной системы $X_k = R'_{э.КВ} \operatorname{tg} \varphi_s = -35 \cdot 0,061 = -2,14$ Ом.

4. Произведение

$$X_1 X_2 = R'_{KB} / (S_{1,0} \cos^2 \varphi_s) = 35 / (0,023 \cdot 0,996) = 1522 \text{ Ом}^2.$$

5. Амплитуда напряжения на базе транзистора

$$U_6 = I_{k1} / S_1 = 2,62 \cdot 10^{-3} / 23 \cdot 10^{-3} = 0,11 \text{ В.}$$

6. Сопротивление шунтирующего резонатор резистора

$$R_0 = 1 / (2\pi f_{KB} C_0) = 1 / (2\pi \cdot 10^7 \cdot 5 \cdot 10^{-12}) = 3184 \text{ Ом.}$$

7. Амплитуда первой гармоники тока через резонатор

$$I_{KB} = \sqrt{2P_{KB} / R_{KB}} = \sqrt{2 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} / 35} = 4,14 \text{ мА.}$$

8. Сопротивления конденсаторов колебательной системы

$$X_2 = U_6 / I_{KB} = 0,11 / 4,14 \cdot 10^{-3} = 26,6 \text{ Ом};$$

$$X_1 = X_1 X_2 / X_2 = 1522 / 26,6 = 57,2 \text{ Ом}.$$

9. Емкости конденсаторов:

$$C_1 = 1 / (2\pi f_{KB} X_1) = 1 / (2\pi \cdot 10^7 \cdot 57,2) = 278 \text{ пФ};$$

$$C_2 = 1 / (2\pi f_{KB} X_2) = 1 / (2\pi \cdot 10^7 \cdot 26,6) = 608 \text{ пФ}.$$

10. Сопротивление индуктивности контура

$$X_L = X_K + X_1 + X_2 = -21,4 + 57,2 + 26,6 = 81,66 \text{ Ом}.$$

11. Индуктивность контура

$$L_K = X_L / (2\pi f_{KB}) = 81,66 / (2\pi \cdot 10^7) = 1,3 \text{ мкГн}.$$

12. Эквивалентное сопротивление контура

$$R_{ЭК} = X_1^2 / R_{KB} = 57,2^2 / 35 = 93,6 \text{ Ом}.$$

Далее следует расчет энергетических характеристик АГ и элементов цепей питания, который может быть выполнен на основании приведенных ранее соотношений. Однако при выборе блокировочных и разделительных элементов необходимо учитывать специфические особенности рассчитываемой схемы.

2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

2.1. Конструктивное выполнение мощных усилителей

Транзисторы являются сравнительно маломощными приборами, выходная мощность отдельной двухтактной ячейки обычно не превышает 100...200 Вт. Поэтому для получения необходимого уровня выходной мощности всего усилителя приходится использовать в выходном каскаде от одной до нескольких десятков таких двухтактных ячеек.

В зависимости от диапазона частот и значения выходной мощности получили распространение 2 принципа конструирования усилителей. При сравнительно небольшой мощности, когда число двухтактных усилительных ячеек в конечном каскаде, как правило, не превышает двух, весь усилительный тракт, включая и предварительные каскады усиления, выполняется на единой монтажной плате.

Если же выходная мощность велика, используется так называемый блочно-модульный принцип построения. Один из вариантов структурной схе-

мы усилителя, построенного по такому принципу, приведен на рис. 2.1. В оконечном каскаде ОК используются 8 двухтактных усилительных ячеек, в предоконечном ПОК – две, а в предварительном усилителе ПУ – одна ячейка.

Для разделения мощности в цепях возбуждения и суммирования мощности ячеек оконечного каскада используются мостовые схемы, обеспечивающие взаимную электрическую развязку отдельных усилительных ячеек. Схема сложения мощности (как и система распределения входного сигнала) в принципе может быть реализована на произвольное число входов, но обычно стремятся использовать иерархическую систему сложения на основе двухвходовых схем (по типу схемы на рис. 2. 1).

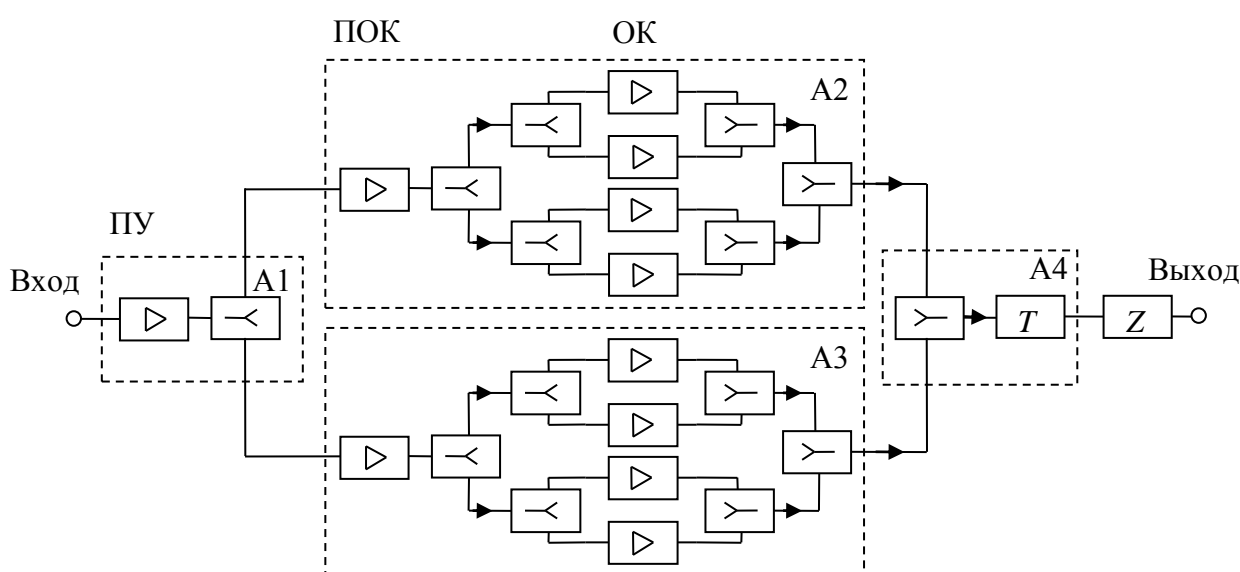


Рис. 2.1

Усилители оконечного и предоконечного каскадов сгруппированы в 2 модуля A2 и A3 (при большем уровне мощности число таких модулей может быть и большим). Конструктивно каждый из этих модулей выполнен функционально законченным. В состав модулей могут включаться различные дополнительные устройства: схемы защиты, устройства повышения линейности усиления, амплитудные и фазовые выравниватели, источники вторичного электропитания. Каждая из двухтактных усилительных ячеек оконечного каскада часто выполняется на отдельной монтажной плате. В этом случае каждый модуль komponуют из унифицированных усилительных плат (причем в оконечных и предоконечных каскадах могут использоваться однотипные платы) и устройств суммирования и деления мощности. При таком подходе вопрос наращивания выходной мощности решается просто увеличением числа моду-

лей. Дополнительной разработки требуют лишь системы суммирования и деления мощности модулей. Соединения между отдельными компонентами усилителя внутри модулей могут быть неразъемными, в то время как межмодульные – обычно разъемные.

При окончательном конструктивном оформлении усилителя в стойку часто включают дополнительный (резервный) модуль, который используется для оперативной замены одного из вышедших из строя основных модулей.

Возбуждение модулей осуществляется блоком предварительного усиления A_1 , а суммирование мощности на выходе – выходным сумматором A_4 , в состав которого может включаться выходной трансформатор T (обычно типа длинной линии). Необходимость установки трансформатора диктуется требованием обеспечения выхода на стандартное значение сопротивления нагрузки (50 или 75 Ом) и определяется при расчете выходных цепей оконечного каскада.

Требования по уровню внеполосного излучения к мощным усилителям весьма жесткие. Удовлетворить эти требования при проектировании усилительных модулей оконечного каскада, в которых транзисторы работают в глубоко нелинейном режиме, не удастся. Поэтому на выходе усилителя устанавливается блок фильтров Z , в задачу которого и входит обеспечение требуемого уровня внеполосных излучений. Как правило, это блок переключаемых фильтров (полосовых или фильтров нижних частотных), диапазон рабочих частот для каждого из которых не превышает октавы (обычно 1,5...1,7). Часто такие фильтры строятся в форме диплексеров, обеспечивающих не только фильтрацию высших гармонических составляющих, но и их поглощение в нагрузке фильтра верхних частот.

2.2. Расчет выходной цепи усилителя

Расчет выходной цепи усилителя не зависит от типа транзистора (биполярный, полевой с $p-n$ -переходом или с изолированным затвором) и от схемы его включения. Для определенности анализ проведем на примере биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Отличие для других транзисторов будет лишь в условных графических обозначениях на схемах и в буквенных – на диаграммах и в аналитических соотношениях.

Рассмотрим 2 варианта построения двухтактной схемы усилителя, выходные цепи которых (без цепей питания по постоянному току) изображены на рис. 2.2, *а*, *б*. В первой схеме средняя точка двухтактного трансформатора

заземлена (точнее, соединена с эмиттерами транзисторов обоих плеч), а нагрузка каскада R_H включена между коллекторами транзисторов. В некоторых модификациях схемы нагрузка может подключаться либо параллельно одной из обмоток, либо к дополнительной (вторичной) обмотке трансформатора. Однако для анализа, полагая трансформатор идеальным, эти схемы можно считать эквивалентными схеме на рис. 2.2, а.

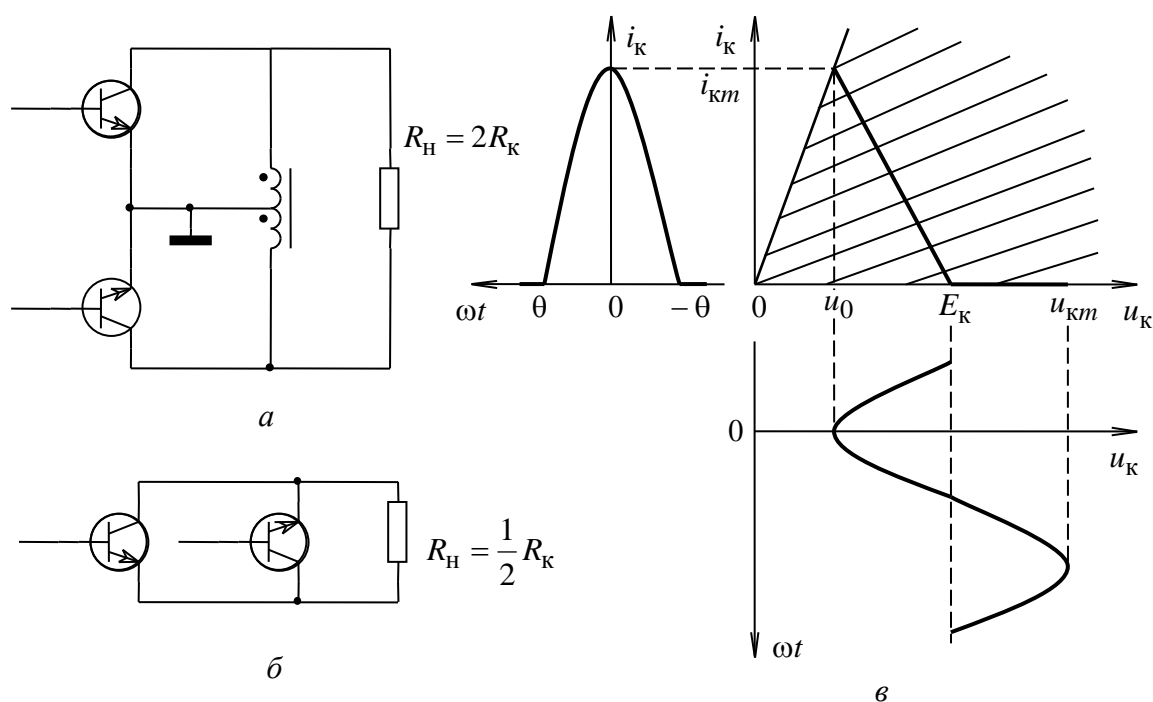


Рис. 2.2

Схема на рис. 2.2, б (так называемое встречно-параллельное соединение транзисторов) является эквивалентной для двухтактных бестрансформаторных усилителей с последовательным включением транзисторов по постоянному току.

Диаграммы токов и напряжений одного из транзисторов и динамическая характеристика, справедливые для обоих вариантов рассматриваемых схем, приведены на рис. 2.2, в. Импульс коллекторного тока транзистора представляется отрезком косинусоиды с максимальным значением i_{Km} . Для упрощения дальнейших выражений будем полагать угол отсечки коллекторного тока $\theta = 90^\circ$. Из-за влияния второго плеча двухтактной схемы напряжение на коллекторе каждого из транзисторов при таком угле отсечки косинусоидально.

Из диаграммы на рис. 2.2, в могут быть получены следующие соотношения между параметрами усилителя:

$$\begin{aligned}
E_K &= U_K + u_0 = (u_{km} + u_0) / 2; \\
U_K &= E_K - u_0 = (u_{km} - u_0) / 2; \\
u_{km} &= E_K + U_K, \quad u_0 = i_{km} / S_{гр}; \\
I_{K1} &= \alpha_1 i_{km} = 0,5 i_{km}, \quad I_{K0} = \alpha_0 i_{km} = i_{km} / \pi; \\
P_1 &= 0,5 I_{K1} U_K, \quad P_0 = I_{K0} E_K, \quad P_K = P_0 - P_1; \\
\eta &= P_1 / P_0, \quad R_K = U_K / I_{K1},
\end{aligned} \tag{2.1}$$

где u_{km} – максимальное мгновенное значение напряжения на коллекторе (между коллектором и эмиттером); u_0 – минимальное (остаточное) напряжение на коллекторе; U_K – амплитуда переменного напряжения на коллекторе; E_K – напряжение коллекторного питания; $S_{гр} = 1/r_{нас}$ – крутизна линии граничного режима по высокой частоте; $r_{нас}$ – сопротивление насыщения коллекторного перехода; i_{km} , I_{K1} , I_{K0} – амплитуда, первая гармоника и постоянная составляющая коллекторного тока; α_1 , α_0 – коэффициенты разложения импульса коллекторного тока (при $\theta = 90^\circ$ и косинусоидальной форме импульса $\alpha_1 = 0,5$, $\alpha_0 = 1/\pi = 0,318$); P_1 – мощность первой гармоники, отдаваемая в нагрузку одним транзистором (мощность на выходе двухтактной схемы будет равна $2P_1$); P_0 – мощность, потребляемая транзистором от источника питания; P_K – мощность, рассеиваемая на коллекторе; η – коэффициент полезного действия по коллекторной цепи; R_K – сопротивление нагрузки по первой гармонике, ощущаемое одним транзистором.

Анализ соотношений (2.1) и диаграмм на рис 2.2, б показывает, что для полного определения режима выходной цепи усилителя необходимо задать 3 независимых параметра. Один из них – угол отсечки коллекторного тока θ – в широкополосных усилителях обычно выбирается равным 90° . В некоторых случаях для повышения линейности усиления угол отсечки может увеличиваться до 120° , но, поскольку увеличение угла отсечки свыше 90° приводит к существенному снижению КПД, такой режим используется сравнительно редко и преимущественно в предварительных каскадах. Работа без отсечки коллекторного тока (т. е. при $\theta = 180^\circ$) для мощных высокочастотных биполярных транзисторов может быть вообще неприемлема из-за явления вторичного

пробоя, когда транзистор выходит из строя при рассеиваемой на коллекторе мощности, существенно меньшей допустимой.

В качестве второго параметра, определяющего режим каскада, чаще всего выбирается напряжение источника коллекторного питания E_K , реже – максимальное мгновенное напряжение между коллектором и эмиттером u_{km} . Выбор третьего параметра в большей степени определяется конечной целью расчета. Это может быть расчет на полное использование транзистора по мощности или по току, на заданную мощность в нагрузке или на заданное сопротивление нагрузки.

Расчет выходной цепи двухтактного усилителя целесообразно начинать с определения амплитуды импульса коллекторного тока. Для этого соотношения (2.1) необходимо преобразовать таким образом, чтобы получить выражение, определяющее i_{km} через задаваемые параметры. Если соотношение для i_{km} находится как решение квадратного уравнения, необходимо из двух корней выбрать тот, который обеспечивает большее значение КПД.

При расчете на полное использование транзистора по мощности задается рассеиваемая на коллекторе мощность, значение которой не должно превышать паспортного значения при указанной там температуре корпуса транзистора. При большей температуре корпуса, определяемой условиями охлаждения, допустимое значение P_K определяется из соотношения

$$P_K = (T_{п.доп} - T_K) / R_{т.п-к}, \quad (2.2)$$

где $T_{п.доп}$ – принимаемая за допустимую температура перехода (т. е. кристалла полупроводника); $R_{т.п-к}$ – тепловое сопротивление участка переход – корпус транзистора (паспортная величина). Степень использования транзистора по мощности, рассеиваемой на коллекторе, можно оценивать по тому, насколько принятая при проектировании допустимая температура перехода $T_{п.доп}$ меньше максимально допустимой температуры $T_{пmax}$, указываемой в технических условиях на транзистор.

Из соотношений (2.1) при угле отсечки $\theta = 90^\circ$ для амплитуды импульса коллекторного тока получаются следующие соотношения:

$$i_{km} = E_K S_{гр} \frac{4 - \pi}{2\pi} \left[\sqrt{1 + \frac{P_K}{S_{гр} E_K^2} \left(\frac{4\pi}{4 - \pi} \right)^2} - 1 \right] =$$

$$= 0,137 E_K S_{\text{Гр}} \left(\sqrt{1 + \frac{214 P_K}{S_{\text{Гр}} E_K^2}} - 1 \right), \quad (2.3)$$

$$i_{km} = \frac{1}{2} u_{km} S_{\text{Гр}} \frac{4 - \pi}{4 + \pi} \left[\sqrt{1 + \frac{P_K}{S_{\text{Гр}} u_{km}^2} \cdot \frac{32\pi(4 + \pi)}{(4 - \pi)^2}} - 1 \right] =$$

$$= 0,06 u_{km} S_{\text{Гр}} \left[\sqrt{1 + \frac{975 P_K}{S_{\text{Гр}} u_{km}^2}} - 1 \right]. \quad (2.4)$$

Если в качестве основы для расчета задается значение мощности P_1 , которую должен обеспечить транзистор в нагрузке, выражения для i_{km} из (2.1) могут быть получены в виде

$$i_{km} = \frac{1}{2} E_K S_{\text{Гр}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{16 P_1}{S_{\text{Гр}} E_K^2}} \right), \quad (2.5)$$

$$i_{km} = \frac{1}{2} u_{km} S_{\text{Гр}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{32 P_1}{S_{\text{Гр}} u_{km}^2}} \right). \quad (2.6)$$

В соотношениях (2.3) и (2.5) полагается заданным напряжение источника коллекторного питания, а в (2.4) и (2.6) – максимальное напряжение на коллекторе.

При проектировании усилителей с учетом конструкторско-технологических ограничений возникает необходимость расчета каскада на заданное сопротивление нагрузки, которое может определяться волновым сопротивлением антенного фидера, структурой системы суммирования мощности, удобством конструирования согласующего трансформатора в системе суммирования (или условием его исключения), номенклатурой волновых сопротивлений плоских или коаксиальных кабелей (элементной базы выходной цепи усилителя, систем суммирования и согласования) (см. прил. 3). В этом случае амплитуда импульса коллекторного тока находится из соотношений:

$$i_{km} = \frac{2 S_{\text{Гр}} E_K}{2 + S_{\text{Гр}} R_K} \quad \text{или} \quad i_{km} = \frac{S_{\text{Гр}} u_{km}}{1 + S_{\text{Гр}} R_K}.$$

Во всех случаях, прежде чем продолжать расчет, необходимо убедиться в том, что найденное значение i_{km} (или I_{K0}) не превышает предельно допу-

стимого. В противном случае следует принять значение i_{km} , соответствующее наиболее жесткому из ограничений по допустимым значениям (i_{km} или I_{k0}).

Далее по соотношениям (2.1) определяются все остальные параметры каскада и характеристики режима работы транзистора. Сопротивление нагрузки каскада $R_H = 2R_K$ – для схем, приводящихся к эквивалентной схеме на рис. 2.2, а, и $R_H = R_K / 2$ – для схем, эквивалентных представленной на рис. 2.2, б. Примеры таких схем приведены на рис. 2.3. Расчет и выбор блокировочных и разделительных элементов производится по обычной методике.

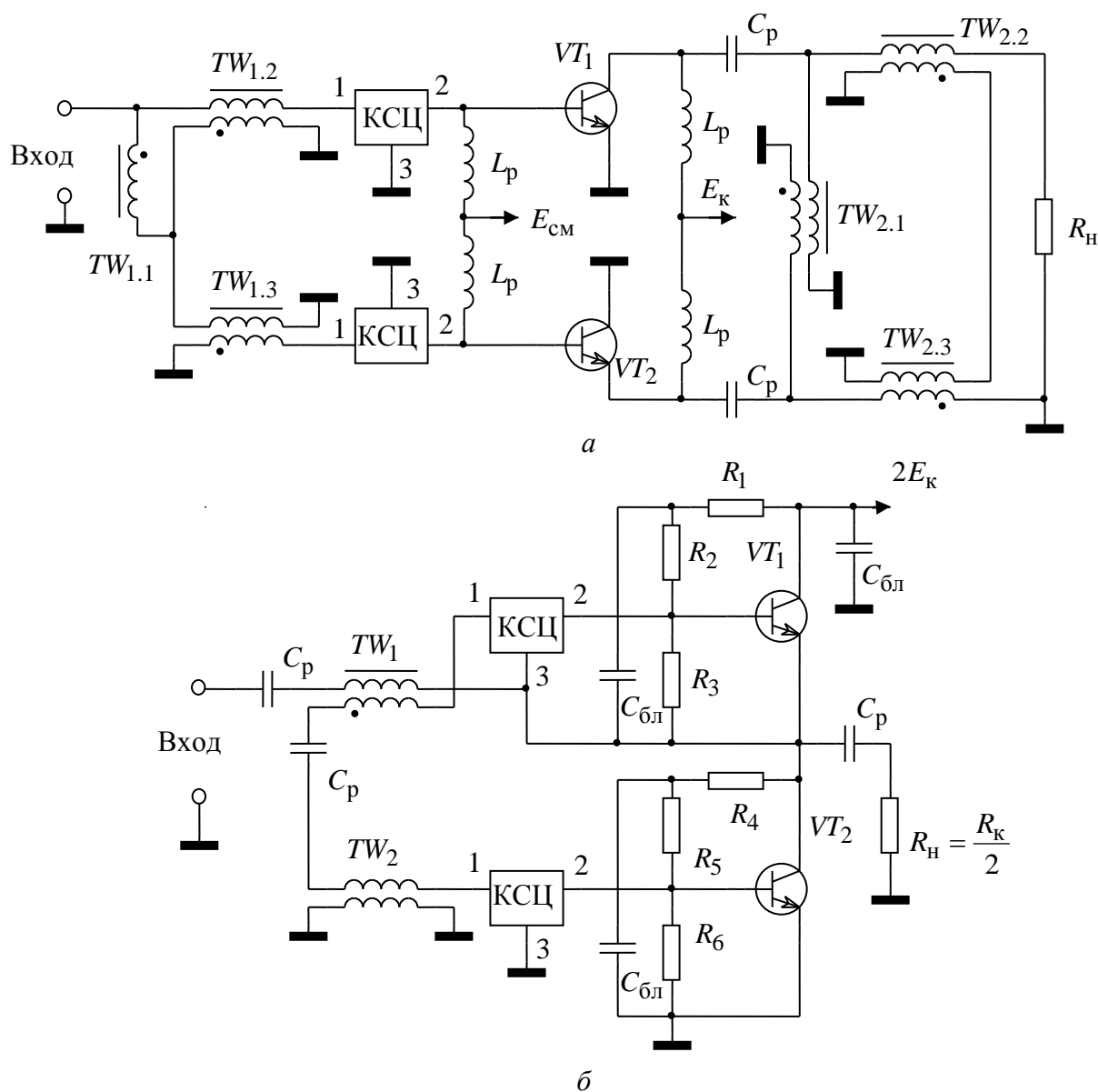


Рис. 2.3

Сопротивление таких конденсаторов должно быть много меньше, а индуктивностей – много больше сопротивления нагрузки (во всем диапазоне рабочих частот). Описание схем и соображения по расчету трансформирующих устройств приведены в [1], [4]. Схемы корректирующе-согласующих цепей (КСЦ) рассматриваются далее. В заключение расчета коллекторной цепи следует сформулировать задание на конструирование системы охлаждения (отвода тепла от транзисторов), определив требуемое тепловое сопротивление радиатора из соотношения, аналогичного (2.2):

$$R_{\text{т.р-с}} = (T_{\text{р}} - T_{\text{с}}) / P_{\text{р}},$$

где $T_{\text{р}} = T_{\text{к}} + \Delta T_{\text{к-р}}$ – температура радиатора; $P_{\text{р}}$ – суммарная мощность, рассеиваемая на транзисторах, установленных на общем радиаторе.

На одном радиаторе обычно располагают или 2 транзистора, составляющих двухтактную схему, или все транзисторы, входящие в конструктивно законченный модуль (например, А2 или А3 в схеме на рис. 2.1). Исходя из этого и определяется мощность $P_{\text{р}}$. Температура корпуса транзистора превышает температуру радиатора на значение $\Delta T_{\text{к-р}} = R_{\text{т.к-р}} P_{\text{к}}$. Тепловое сопротивление участка корпус транзистора – радиатор ($R_{\text{т.к-р}}$) зависит от площади поверхности контакта транзистора и радиатора, обработки поверхности радиатора в месте контакта, прижимного усилия и применения теплопроводящих паст. Ориентировочно можно считать: $R_{\text{т.к-р}} = (0,2...0,6) R_{\text{т.п-к}}$.

Порядок расчета выходной цепи усилителя

Выбрав тип транзистора (см. прил. 1) и задавшись $P_{\text{к}}$, исходя из приведенных ранее соображений, производится расчет на полное использование по мощности. Затем вычисляется необходимое число таких двухтактных ячеек в окончательном каскаде усилителя исходя из требуемой по заданию мощности в нагрузке. При этом необходимо учесть неизбежные потери мощности в коммутируемых фильтрах гармоник (на уровне 5...10 %, в зависимости от мощности) и в системе суммирования мощности (также 5...10 %). Найденное число двухтактных ячеек, естественно, нужно округлить до целого, руководствуясь при этом свойствами схем суммирования и возможностями корректировки задания по уровню выходной мощности. Как отмечалось ранее, мостовые схемы наиболее просто реализуются и обладают наилучшими характеристиками

при числе входов, равном 2^k (k – целое число), поэтому, в частности, широко используются иерархические схемы, аналогичные приведенной на рис. 2.1. Схемы с другим числом входов трудно реализуются на уровне мощности больше 200...300 Вт, поэтому трехвходовые схемы можно использовать только на первом этапе суммирования. Отсюда вытекает рекомендуемый ряд для числа двухтактных ячеек в усилителе: 1, 2, 3, 4, 6, 8, 12, 16, Подчеркнутые числа являются предпочтительными.

Определив, таким образом, число двухтактных ячеек в оконечном каскаде, необходимо выполнить расчет, обеспечивающий получение в нагрузке заданной мощности. Для этого вычисляется мощность P_1 исходя из мощности в нагрузке, числа ячеек, потерь мощности в схемах суммирования и фильтрации. Как уже отмечалось, особенность расчета широкополосных усилителей, построенных по блочно-модульному принципу, определяется свойствами систем сложения и деления мощности. Одно из основных свойств широкополосных мостовых схем заключается в том, что входные сопротивления у них отличаются от сопротивления нагрузки в число раз, равное числу входов (как в сторону увеличения, так и уменьшения), т. е. у схемы сложения мощности двух генераторов входное сопротивление может быть или в 2 раза больше сопротивления нагрузки, или в 2 раза меньше. Для четырехвходовых схем это отношение может быть равно 4, 1/4 или 1. Поэтому после расчета усилителя на требуемую мощность необходимо составить структурную схему цепи сложения (по типу рис. 2.1) и рассчитать уровни сопротивлений на всех этапах суммирования мощности. При составлении схемы необходимо стремиться к тому, чтобы сопротивление нагрузки было наиболее близко к стандартному значению (50 или 75 Ом) или легко приводилось к нему за счет включения дополнительного трансформатора на выходе системы суммирования. Ввиду того, что выходная мощность достаточно велика, необходимо использовать трансформаторы типа длинной линии.

Схемы таких трансформаторов с коэффициентом трансформации (по напряжению) $n = 2$ или $n = 1,5$ приведены на рис. 2.4. Для всех трех схем, приведенных на рис. 2.4, входное сопротивление $R_{вх} = R_H / n^2$, а волновые сопротивления отрезков кабелей должны удовлетворять условию $W = R_H / n$. Для получения наибольшей широкополосности необходимо длины всех кабелей в трансформаторе выбирать одинаковыми, хотя при фазовом набеге в ли-

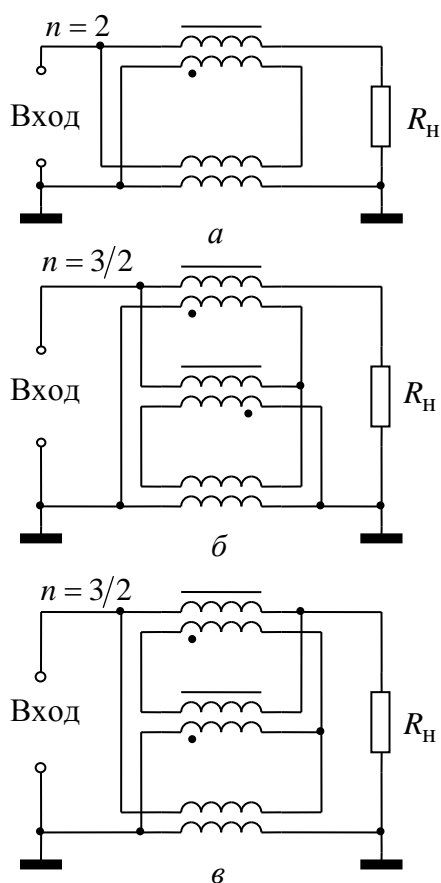


Рис. 2.4

ниях меньше $20...30^\circ$ из конструктивных соображений от этого требования отходят. Если две линии располагают на одном сердечнике (что желательно, так как приводит к расширению полосы в области нижних частот), числа витков, образуемые отдельными линиями, и направления их намотки на сердечнике должны согласовываться с продольными напряжениями на линиях.

Таким образом, на заключительном этапе расчета выходной цепи сопротивление нагрузки обычно принимается равным 50 или 75 Ом, что приводит к некоторому изменению сопротивления нагрузки для отдельной двухтактной усилительной ячейки и необходимости перерасчета коллекторной цепи по методике, соответствующей ситуации. Выходная мощность усилителя при этом изменится незначительно, но на это,

как правило, идут, поскольку конструктивно такой усилитель получается близким к оптимальному, в частности из-за того, что кабели в согласующих трансформаторах и в мостовых схемах будут согласованными (будут работать в режиме бегущей волны).

2.3. Расчет входной цепи усилителя на биполярных транзисторах

В основу расчета входной цепи широкополосного усилителя на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, положен анализ, выполненный в [4]. В этом пособии обосновано преобразование физической эквивалентной схемы транзистора (рис. 2.5, а) в эквивалентную схему (рис. 2.5, б), в структуре которой отсутствуют связи входной и выходной цепей.

Влияние обратных связей при таком преобразовании изменяет все 4 параметра четырехполюсника: входное и выходное сопротивления, прямую и обратную передачи. Однако специфика мощных биполярных транзисторов, заключающаяся в большом значении крутизны транзистора по переходу $S_{П}$,

приводит к тому, что параллельная обратная связь по напряжению (через емкость коллекторного перехода C_K) наиболее сильно влияет на выходное сопротивление транзистора, а последовательная обратная связь по току (через индуктивность эмиттерного вывода $L_Э$) – на входное сопротивление. Влияние на другие параметры существенно слабее. Именно поэтому в эквивалентной схеме на рис. 2.5, б влияние устраненных связей между входом и выходом учтено включением лишь двух элементов – сопротивлений R_i и $r_{o.c}$. Усиленные свойства транзистора отображаются на эквивалентной схеме включением генератора, управляемого напряжением на эмиттерном переходе, $I_T = S_{\Pi} U_{\Pi}$.

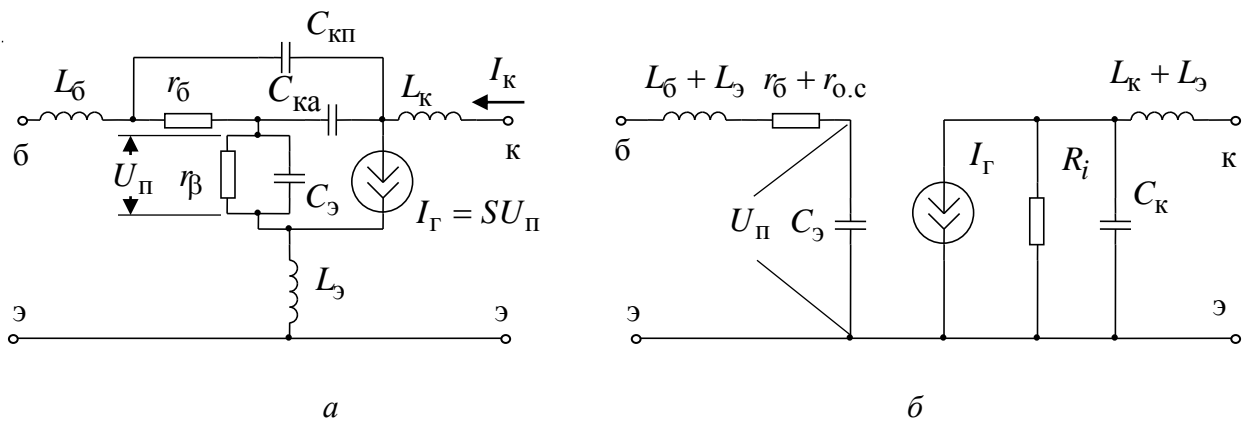


Рис. 2.5

Исходными данными для расчета входной цепи служат результаты расчета коллекторной цепи, параметры транзистора ($f_T = (1/2\pi)(S_{\Pi}/C_э)$ – предельная частота коэффициента усиления тока; $\beta_0 = r_{\beta} S_{\Pi}$ – коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером; C_K – емкость коллекторного перехода; $r_б$ – сопротивление «тела» базы; $L_э$, $L_б$, $L_к$ – индуктивности выводов транзистора) и диапазон рабочих частот ($\omega_H = 2\pi f_H$ – нижняя, $\omega_B = 2\pi f_B$ – верхняя частоты диапазона).

Как правило, для мощных высокочастотных биполярных транзисторов область рабочих частот располагается выше граничной частоты транзистора по току $f_{\beta} = f_T / \beta_0$. Для некоторых транзисторов работа на частотах ниже f_{β} , как и работа без отсечки коллекторного тока, может быть вообще недопустима (это оговаривается в технических условиях на транзистор).

Порядок расчета входной цепи усилителя

1. Выходное сопротивление транзистора на частотах выше f_β , обусловленное внутренней обратной связью через емкость коллекторного перехода C_K :

$$R_i = 1/(\omega_T C_K).$$

Если нижняя частота рабочего диапазона ниже f_β , между коллектором и базой транзистора (параллельно емкости коллекторного перехода) включается резистор, сопротивление которого определяется из соотношения $R_{o.c} = 1/(2\pi f_\beta C_K)$. При таком решении выходное сопротивление транзистора будет равно R_i и на частотах ниже f_β .

При работе транзистора с отсечкой коллекторного тока необходимо учитывать эффект увеличения эквивалентного сопротивления по первой гармонике:

$$R'_i = \alpha_i R_i,$$

где $\alpha_i = 1/(\alpha_1(1 - \cos \theta))$ – коэффициент приведения внутреннего сопротивления ($\alpha_i = 2$ при $\theta = 90^\circ$).

2. Нагрузочный коэффициент, учитывающий уменьшение коллекторного тока по отношению к току внутреннего генератора (обусловленный ответвлением части тока i_T на сопротивление R_i в эквивалентной схеме на рис. 2.5, б):

$$k_H = 1/(1 + R_K / R'_i).$$

3. Индуктивная и резистивная составляющие входного сопротивления транзистора:

$$L_{BX} = L_{\bar{O}} + L_{\bar{O}} + L_M, \quad r_{BX} = r_{\bar{O}} + r_{o.c} = r_{\bar{O}} + k_H \omega_T L'_{\bar{O}},$$

где $L'_{\bar{O}} = L_{\bar{O}} + L_{M.Э}$ – сумма индуктивностей эмиттерного вывода $L_{\bar{O}}$ и монтажных проводников в эмиттерной цепи $L_{M.Э}$, по которым протекают одновременно коллекторный и базовый токи; L_M – индуктивность монтажа входной цепи усилителя, включающей корректирующую цепь и соединительные проводники от выходных зажимов линии передачи во входном трансформаторе до базового и эмиттерного выводов транзистора (индуктивность $L_{M.Э}$ также является частью суммарной индуктивности монтажа). В зависимости от конструктивного выполнения входной цепи индуктивность монтажа колеблется в

пределах от 5 до 15...30 нГн. В резистивной составляющей присутствует (а зачастую преобладает) компонента, обусловленная обратной связью за счет эмиттерной индуктивности:

$$r_{o.c} = k_H \omega_T L'_3.$$

4. Входное сопротивление транзистора представляет собой последовательный колебательный контур. Добротность этой цепи на верхней рабочей частоте

$$Q_{BX} = \omega_B L_{BX} / r_{BX}.$$

Для получения достаточно равномерной частотной характеристики усилителя добротность входной цепи должна быть равна единице (неравномерность при этом около 10 %). При меньшей добротности частотная характеристика может быть и более равномерной, но при этом снижается усиление каскада, поэтому добротность меньше единицы обычно не выбирают. При добротности больше единицы на частотной характеристике будет наблюдаться пик на резонансной частоте входной цепи.

Чтобы добиться единичного значения добротности, необходимо изменить компоновку входной цепи усилителя, с тем чтобы увеличить L_M при $Q_{BX} < 1$ (а может быть, и включить дополнительную катушку) или уменьшить – при $Q_{BX} > 1$ (если возможно). Если уменьшение индуктивности по конструктивным соображениям не представляется возможным, необходимо снижать добротность за счет увеличения резистивной составляющей входного сопротивления. Включать для этого в цепь базы последовательно дополнительный резистор нежелательно, поскольку неизбежно вырастет общая индуктивность монтажа (а габариты резистора в мощном усилителе не могут быть малыми). Целесообразнее пересмотреть конструктивное исполнение входной и выходной цепей усилителя, с тем чтобы, не изменяя общей индуктивности монтажа, увеличить в ней долю индуктивности в цепи эмиттерного вывода $L_{M.3}$ до такого значения, при котором рост $r_{o.c}$ приведет к необходимому значению добротности. В дальнейших расчетах необходимо принимать скорректированные подобным образом значения L_{BX} и r_{BX} .

5. Усредненное за время протекания тока значение крутизны транзистора по переходу

$$S_{\Pi} \approx (I_{K0} / \Phi_T)(\pi / \theta),$$

где $\varphi_T = kT_{\Pi} / q$ – так называемый температурный потенциал; $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T_{Π} – абсолютная температура перехода транзистора; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – элементарный заряд (заряд электрона). При $T_{\Pi} = 293$ К (20° С) потенциал $\varphi_T = 0,025$ В, при $T_{\Pi} = 423$ К (150° С) – $\varphi_T = 0,036$ В. Параметр φ_T необходимо определять при заданной (или вычисленной) ранее максимальной температуре перехода.

6. Усредненное значение диффузионной емкости открытого эмиттерного перехода

$$C_{\Sigma} = S_{\Pi} / \omega_T.$$

7. Первая гармоника тока внутреннего генератора в эквивалентной схеме транзистора на рис. 2.5, б (первая гармоника коллекторного тока транзистора при коротком замыкании нагрузки)

$$I_{Г1} = I_{к1} / k_H.$$

8. Амплитуда напряжения на эмиттерном переходе в открытом состоянии

$$U_{\Pi} = I_{Г1} / (\alpha_1 S_{\Pi}).$$

9. Резонансная частота последовательного контура, которому эквивалентна входная цепь транзистора с учетом коррекции, выбирается равной верхней рабочей частоте усилителя. Из этого условия определяется значение эквивалентной емкости входной цепи:

$$C_{ВХ} = 1 / (\omega_B r_{ВХ}) = 1 / (\omega_B^2 L_{ВХ}).$$

10. Для обеспечения требуемого значения $C_{ВХ}$ последовательно с базой транзистора включается корректирующий конденсатор, емкость которого

$$C_{кор} = C_{\Sigma} C_{ВХ} / (C_{\Sigma} - C_{ВХ}).$$

Два варианта схем корректирующе-согласующих цепей, в состав которых входит корректирующий конденсатор, приведены на рис. 2.6.

11. Если нижняя частота рабочего диапазона ω_H меньше граничной частоты транзистора по току $\omega_{\beta} = \omega_T / \beta_0$, параллельно корректирующему конденсатору необходимо подключить резистор с сопротивлением

$$R_{кор} = \beta_0 / (k_H \omega_T C_{кор}). \quad (2.7)$$

Ввиду того, что разброс параметров транзистора по β_0 достаточно велик, необходимо предусмотреть возможность подбора сопротивления корректирующего резистора. Пределы изменения сопротивления $R_{кор}$ определяются соотношением (2.7) в зависимости от возможных пределов изменения β_0 .

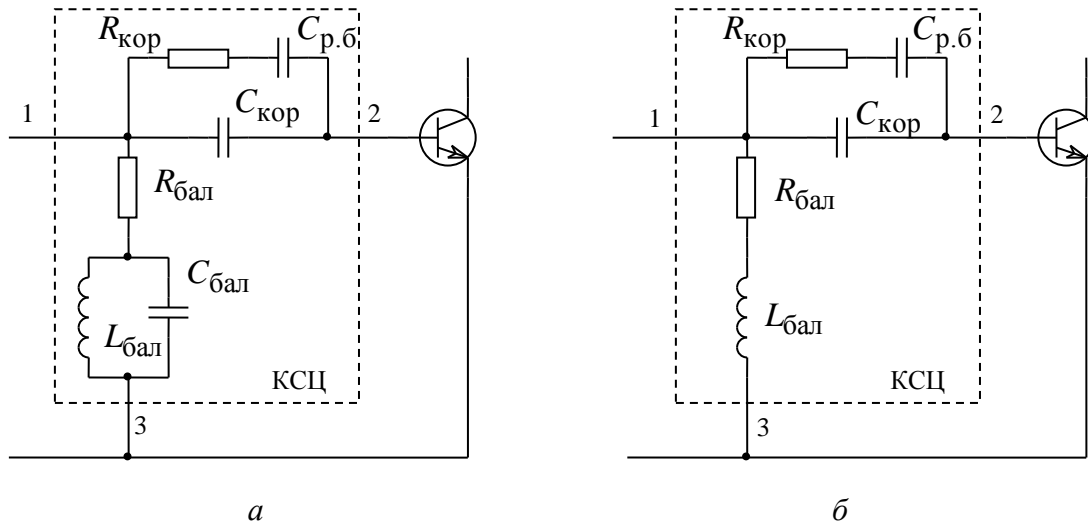


Рис. 2.6

12. Элементы цепи балластной нагрузки, построенной по типу дополняющей цепи (рис. 2.6, а), с учетом влияния отсечки базового тока определяются из соотношений:

$$R_{бал} = \alpha_i r_{вх} = 2r_{вх}, L_{бал} = R_{бал} / \omega_v, C_{бал} = 1/(\omega_v R_{бал}).$$

При высоких значениях выходной мощности и рабочих частот усилителя рассчитанное значение $L_{бал}$ может оказаться соизмеримым с индуктивностями выводов конденсатора $C_{бал}$. Тогда цепь балластной нагрузки может строиться по упрощенной RL -цепи (рис. 2.6, б), элементы которой выбирают из тех же соотношений:

$$R_{бал} \approx \alpha_i r_{вх} = 2r_{вх}, L_{бал} \approx R_{бал} / \omega_v.$$

13. Входное сопротивление одного плеча двухтактного усилителя

$$R_{вх} = \alpha_i r_{вх} = 2r_{вх}.$$

14. Амплитуда напряжения на входе корректирующей цепи одного плеча усилителя

$$U_{вх} = U_{п} C_{э} / C_{вх}.$$

15. Мощность, необходимая для возбуждения одного плеча усилителя:

$$P_{вх} = U_{вх}^2 / (2R_{вх}).$$

16. Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = P_1 / P_{\text{вх}}.$$

В схему корректирующе-согласующих цепей на рис. 2.6 включены разделительные конденсаторы $C_{p.б}$, которые предотвращают замыкание источника смещения в базовой цепи через проводники линий входного трансформатора (см. рис. 2.3). Включение этого конденсатора не в общий провод, а в цепь корректирующего резистора преследует цель уменьшить индуктивность монтажа L_M (т. е. индуктивность контура протекания входного тока) на верхних частотах диапазона. Емкость этого конденсатора выбирается из условия сравнения его сопротивления на нижней частоте рабочего диапазона с сопротивлением резистора $R_{\text{кор}}$.

2.4. Расчет входной цепи усилителя на МДП-транзисторах

По сравнению с биполярными полевые транзисторы типа МДП имеют ряд преимуществ. Прежде всего, следует указать на их повышенную температурную стабильность, поскольку с увеличением температуры транзистора ток выходного электрода снижается, а не возрастает, как у биполярных транзисторов. Отсутствует ток управляющего электрода, обусловленный рекомбинацией носителей, поэтому нет постоянной составляющей тока затвора. Это значительно облегчает построение цепей смещения, дает возможность выполнять их маломощными, зачастую на основе высокоомных резистивных делителей (по типу резистивных делителей R_1, R_2, R_3 и R_4, R_5, R_6 на рис. 2.3, б), а в некоторых случаях вместо разделительных индуктивностей использовать резисторы (см. далее на рис. 2.9). До более высоких частот крутизну МДП-транзистора при включении его с общим истоком можно считать постоянной, не зависящей от частоты.

В отличие от биполярных транзисторов предельное напряжение между выходными электродами в современных мощных высокочастотных МДП-транзисторах может достигать сотен вольт (вплоть до 1 кВ). В связи с этим сопротивления нагрузки могут быть такими, что ограничения на верхних частотах будут обусловлены не только индуктивностями выводов, но и выходными емкостями транзисторов. Тем не менее, выводы от электродов выполняются полосковыми (с индуктивностью порядка $3 \dots 5$ нГн) с двумя внешними полосковыми выводами от истока транзистора. Для увеличения выходной мощности

в одном корпусе размещаются, как правило, по 2 соединенных параллельно кристалла, вследствие чего исток транзистора оказывается электрически соединенным с корпусом транзистора.

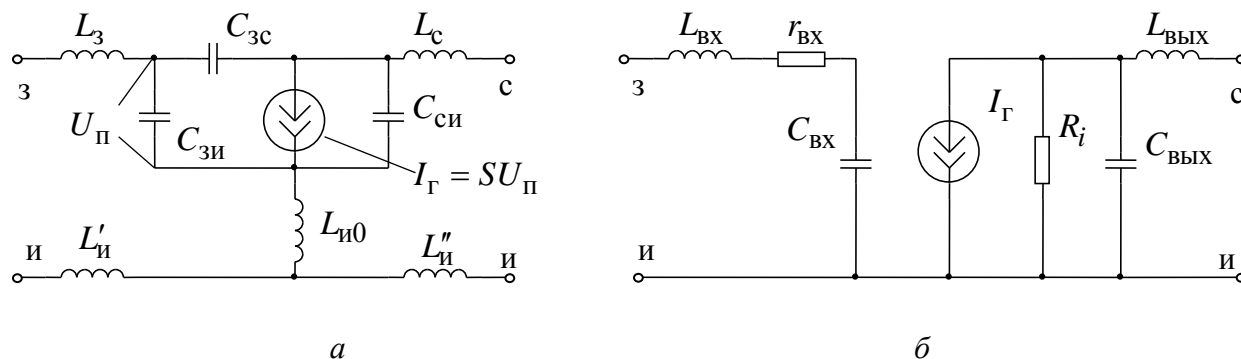


Рис. 2.7

Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора (рис. 2.7, а) помимо индуктивностей выводов и междуэлектродных емкостей содержит внутрикорпусную часть индуктивности истока $L_{и0}$ и источник тока I_{Γ} , управляемый напряжением на емкости $C_{зи}$. Для транзисторов, параметры которых приведены в прил. 2, $L_{и0} = 1...2$ нГн, а индуктивности полосковых выводов от затвора, стока и обоих выводов истока можно принимать в пределах $4...5$ нГн. Здесь и далее индексы «с», «з», «и» относятся к электродам транзистора – стоку, затвору, истоку. Преобразовав эквивалентную схему таким образом, чтобы исключить внутренние обратные связи за счет элементов $C_{зс}$ и $L_{и}$, но учесть в первом приближении их влияние, получим схему, изображенную на рис. 2.7, б. Здесь $L_{БХ} = L_3 + L_{и0} + L'_{и}$, $L_{ВЫХ} = L_c + L_{и0} + L''_{и}$ – индуктивности входной и выходной цепей; $C_{БХ} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_U)$, $C_{ВЫХ} = C_{си} + C_{зс}$ – входная и выходная емкости транзистора с учетом влияния тока, протекающего через проходную емкость $C_{зс}$; $R_i = C_{зи} / (S C_{зс})$ – выходное сопротивление транзистора, обусловленное обратной связью через емкость $C_{зс}$ (при условии высокого сопротивления источника сигнала); S – крутизна характеристики $i_c = f(u_{зи})$; $r_{БХ} = k_H S L_{и0} / C_{зи}$ – резистивная составляющая входного сопротивления, вызванная индуктивностью вывода истока; K_U – коэффициент усиления каскада по напряжению.

Принцип построения входной цепи усилителя определяется относительной величиной резистивной части входного сопротивления $r_{БХ}$, обусловлен-

ного индуктивностью истокового вывода. Постоянная времени $r_{\text{вх}} C_{\text{вх}}$ определяет фактически граничную частоту транзистора по крутизне

$$\omega_s = 1/(r_{\text{вх}} C_{\text{вх}}) = 1/\{SL_{\text{и0}}[1 + (1 + K_U)C_{\text{зс}}/C_{\text{зи}}]\} \approx 1/(SL_{\text{и0}}).$$

Если эта частота меньше верхней частоты рабочего диапазона ($\omega_s < \omega_{\text{в}}$), то построение входной цепи усилителя аналогично таковому для биполярного транзистора с общим эмиттером, вплоть до включения последовательно в цепь затвора корректирующего конденсатора и параллельно входу балластной нагрузки по типу дополняющей цепи.

Если $\omega_s > \omega_{\text{в}}$, то входное сопротивление транзистора можно считать емкостным (о компенсации индуктивной составляющей сопротивления см. далее). Задача входной цепи при этом – создать на емкостном входном сопротивлении транзистора постоянное в рабочем диапазоне частот напряжение при условии, что входное сопротивление цепи резистивное и постоянно во всем диапазоне частот. Эта задача может быть решена различными методами [3], в частности, использованием во входной цепи фазового контура, подобно схеме, приведенной на рис. 2.8. Если элементы фазового контура (в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника) выбрать из соотношений:

$$R_{\text{бал}} = 2b_2/(\omega_{\text{в}} C_{\text{вх}}), \quad C_0 = C_{\text{вх}} b_1/(4b_2), \quad L = 2b_2^2/(\omega_{\text{в}}^2 C_{\text{вх}}), \\ M = L(1 - b_1/b_2)/2 + L_{\text{вх}},$$

то неравномерность амплитудно-частотной характеристики усилителя не превысит заданного значения, а входное сопротивление будет резистивным и равным $R_{\text{вх}} = R_{\text{бал}}$. В выражении, определяющем взаимную индуктивность между частями катушки, учтена входная индуктивность транзистора. Такой прием позволяет отрицательной взаимной индуктивностью между частями катушки скомпенсировать конструктивные индуктивности входной цепи транзистора. Индуктивность каждой половины катушки должна быть равна L , а индуктивность всей катушки $L_{\text{общ}} = 2(L - M)$. Значения коэффициентов b_1 и b_2 при аппроксимации характеристик полиномом Чебышева с неравномерностью δ приведены в таблице.

В мощных каскадах, где входное сопротивление, определяемое входной емкостью транзистора, оказывается низкоомным (порядка единиц ом), реализация входной цепи по схеме, приведенной на рис. 2.8, становится затруднительной в части получения требуемого значения взаимоиндукции M (при

компенсации индуктивной части входного сопротивления транзистора с учетом индуктивностей монтажа) при малом значении индуктивности катушки.

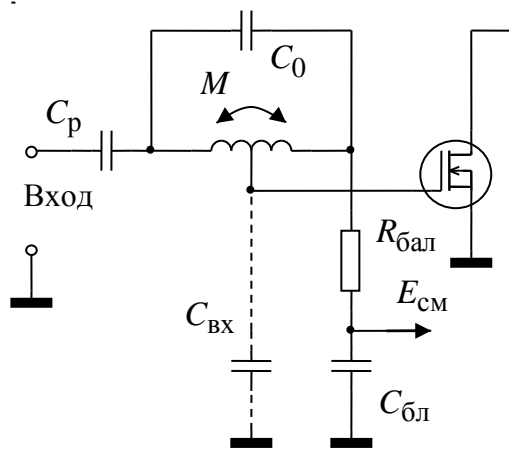


Рис. 2.8

δ , дБ	b_1	b_2
0,1	0,416	0,710
0,25	0,548	0,844
0,5	0,680	0,930
1,0	0,852	0,988

В этом случае входную цепь можно строить, как показано на схеме рис. 2.9. Здесь емкость C_1 , индуктивность рассеяния симметрирующего входного трансформатора T_1 , емкость C_2 , индуктивности

монтажных соединений L_{M1} и L_{M2} и последовательно соединенные входные емкости транзисторов образуют 5-элементный фильтр нижних частот (ФНЧ), резистивной нагрузкой которого служит R_1 . Сопротивление этого резистора должно быть равно волновому сопротивлению фильтра. Главным параметром, ограничивающим волновое сопротивление в этой схеме, является входная емкость транзистора.

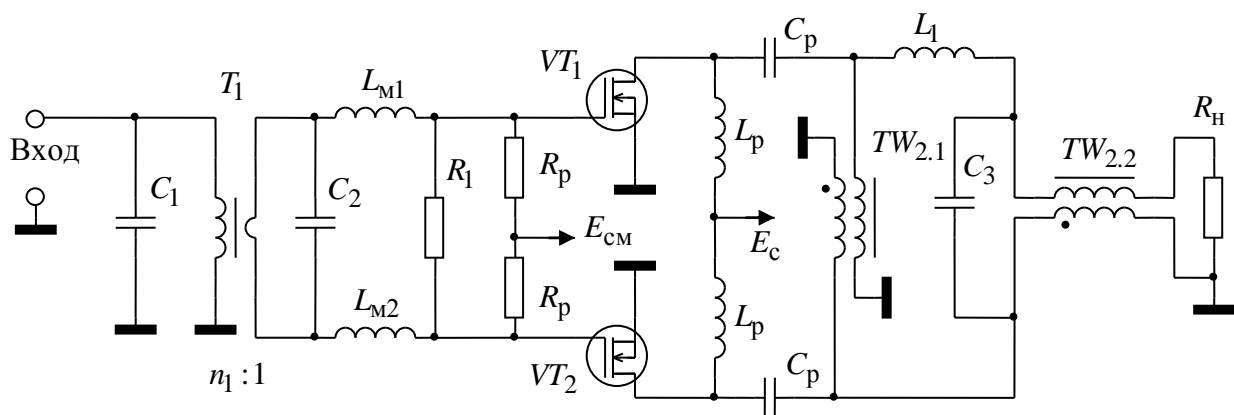


Рис. 2.9

Расчет фильтра производится по методике расчета фильтра гармоник на выходе радиопередатчика, описанной в гл. 3. В основу расчета закладывается использование нормированных значений элементов фильтра, приводимых в справочниках, например в [4]. Условия нормировки элементов фильтра: волновое сопротивление 1 Ом, граничная частота 1 рад/с. Следует иметь в виду,

что нумерация элементов в фильтре идет со стороны нагрузки. Разнормировка элементов фильтра проводится по очевидным соотношениям:

$$L_i = l_i W / \omega_B, \quad C_i = c_i / (W \omega_B),$$

где L_i , C_i – индуктивности и емкости элементов фильтра; l_i , c_i – нормированные значения элементов; W – волновое сопротивление; $\omega_B = 2\pi f_B$; f_B – граничная частота фильтра, которая обычно принимается равной верхней рабочей частоте усилителя.

На первом этапе расчета определяется волновое сопротивление фильтра, исходя из значения входной емкости транзистора (одного) C_{BX} :

$$R_1 = W = 2c_1 / (\omega_B C_{BX}).$$

При выборе из таблиц значения параметра c_1 необходимо задаться значением неравномерности частотной характеристики δ , исходя в том числе и из того соображения, что полученное в процессе расчета входное сопротивление усилителя $R_{BX} = R_1 n_1^2$ должно быть равно стандартным значениям волновых сопротивлений коаксиальных кабелей, т. е. 50 или 75 Ом, а коэффициент трансформации n_1 должен быть целым числом (1, 2, 3). После определения δ последовательно вычисляются: $L_{M1} + L_{M2} = l_2 W / \omega_B$, $C_2 = c_3 / (W \omega_B)$, $L_S = l_4 W / \omega_B$ (индуктивность рассеяния трансформатора T_1 , измеренная со стороны вторичной обмотки), $C_1 = c_5 / (n_1^2 W \omega_B)$.

Если из схемы на рис. 2.9 исключить конденсатор C_2 , индуктивность рассеяния трансформатора T_1 и монтажные индуктивности L_{M1} и L_{M2} объединяются в один элемент, который вместе с конденсатором C_1 и входными емкостями транзисторов образуют уже 3-элементный ФНЧ. Расчет такого фильтра аналогичен рассмотренному ранее. Выбор варианта построения фильтра зависит, в частности, от значений индуктивностей монтажных соединений на печатной плате усилителя, определяемых в процессе конструкторских расчетов.

Порядок расчета входной цепи каскада

1. Нагрузочный коэффициент, учитывающий снижение усиления за счет действия обратной связи через проходную емкость транзистора:

$$k_H = 1 / (1 + R_K / R_i'),$$

где R_K – сопротивление нагрузки транзистора (по первой гармонике); $R'_i = \alpha_i R_i$ – выходное сопротивление транзистора по первой гармонике, α_i – коэффициент приведения внутреннего сопротивления ($\alpha_i = 2$ при угле отсечки $\theta = 90^\circ$).

2. Амплитуда напряжения на входе фазового контура, равного напряжению между затвором и истоком транзистора:

$$U_{BX} = I_{K1} / (k_H \alpha_1 S).$$

3. Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_U = U_K / U_{BX}.$$

4. Входная емкость транзистора

$$C_{BX} = C_{зи} + C_{зс} (1 + K_U).$$

5. Расчет входной согласующей цепи по типу фазового контура (рис. 2.8) или по типу 3-, 5-элементного ФНЧ (рис. 2.9) проводится по приведенным ранее соотношениям с предварительным заданием неравномерности частотной характеристики коэффициента передачи δ и коэффициента трансформации входного трансформатора n_1 .

6. Мощность, необходимая для возбуждения каскада:

$$P_{BX} = U_{BX}^2 / (2R_{BX}).$$

Следует отметить, что практически вся эта мощность поглощается в сопротивлении нагрузки фазового контура, но это неизбежная плата за обеспечение резистивного характера входного сопротивления каскада во всем диапазоне рабочих частот.

7. Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = P_1 / P_{BX}.$$

8. Напряжение смещения определяется исходя из напряжения приведения (по характеристике $i_c = f(u_{зи})$).

Особенностью выходной цепи усилителя по схеме на рис. 2.9 является введение индуктивности L_1 и емкости C_3 , образующих вместе с выходными емкостями транзисторов 3-элементный ФНЧ. Наличие индуктивности L_1 позволяет вместо двух симметрирующих линий передачи на рис. 2.3, а использовать одну с волновым сопротивлением, равным сопротивлению нагрузки. Включение индуктивности в цепь именно верхнего (по схеме) транзистора

позволяет оба кабеля в составе трансформатора TW_2 разместить на общем сердечнике при направлении намотки, указанном на схеме.

3. БЛОК КОММУТИРУЕМЫХ ФИЛЬТРОВ

Отличие реальных характеристик транзисторов от кусочно-линейных и асимметричность плеч двухтактных схем приводят к тому, что в выходном сигнале каждой из базовых двухтактных схем, а значит, и на выходе передатчика появляются высшие гармоники, уровень которых может превысить допустимые значения. Так, для однополосных передатчиков средней мощности коротковолнового диапазона уровень любого побочного излучения не должен превышать -40 дБ. Поэтому в широкодиапазонных передатчиках, каскады которых не содержат резонансные фильтрующие цепи, между выходом устройства сложения мощностей отдельных двухтактных схем и входом согласующего устройства включается блок коммутируемых фильтров.

Каждый из фильтров блока может быть выполнен либо в виде ФНЧ, граничная частота которого меньше частоты второй гармоники усиливаемого сигнала, либо в виде полосового фильтра, верхняя ω_{vi} и нижняя ω_{ni} граничные частоты которого удовлетворяют соотношению $\omega_{vi} / \omega_{ni} = k_{di} \leq 2$. Обычно $k_{di} = 1,5 \dots 1,7$, но уточняется в процессе расчета.

Так как транзистор в каждом из плеч двухтактной схемы работает в граничном либо слабоперенапряженном режиме, а большая часть рабочего диапазона частот лежит выше ω_β , транзистор, а следовательно, и весь окончательный каскад можно рассматривать как генератор тока с выходным сопротивлением, сравнимым с сопротивлением нагрузки. Поэтому схема фильтра и номиналы его элементов должны соответствовать этому случаю. Кроме того, фильтр должен обеспечивать требуемое затухание на любой высшей гармонике и возможно меньшую неравномерность частотной характеристики в полосе пропускания.

Расчет блока коммутируемых фильтров

Порядок расчета блока коммутируемых фильтров рассмотрим применительно к случаю использования ФНЧ, передаточная функция которого аппроксимируется полиномом Чебышева [4].

Расчет начинается с определения требуемого числа фильтров m . С этой целью, задавшись коэффициентом перекрытия диапазона работы каж-

дого из фильтров k_d , определяется $m = \lg(\omega_B / \omega_H) / \lg k_d$, где ω_H и ω_B – нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона передатчика соответственно. Полученный результат округляется до ближайшего целого числа m , и уточняется значение $k_d = \sqrt[m]{\omega_B / \omega_H}$, одинаковое для всех фильтров. По уточненному значению k_d определяются граничные частоты каждого из фильтров: $\omega_{Грi} = \omega_H k_d^i$. При этом $\omega_{Грm} = \omega_B$. Далее следует электрический расчет каждого из фильтров, включающий в себя определение числа элементов в фильтре n и их номиналы.

Электрическая схема i -го ФНЧ и его нормированная передаточная характеристика представлены на рис. 3.1, *а* и *б*.

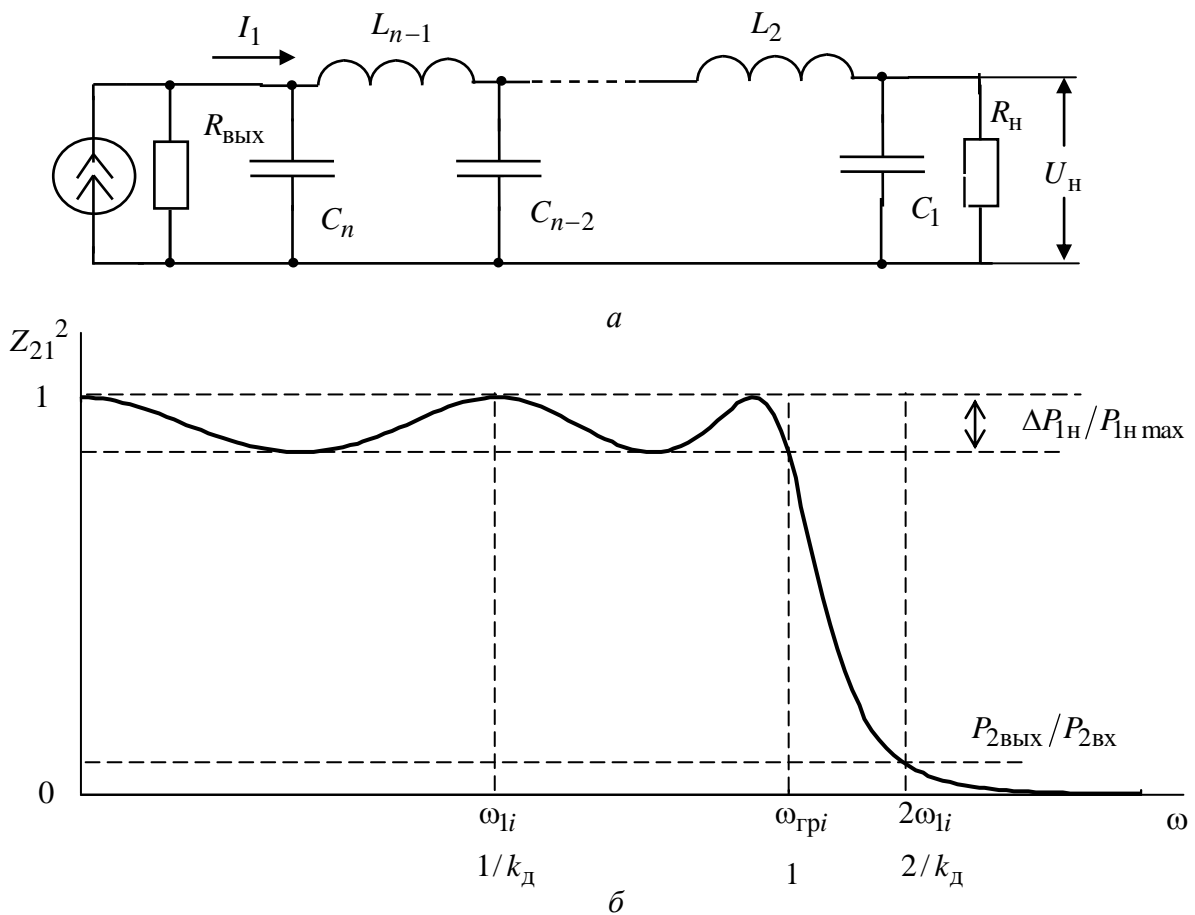


Рис. 3.1

На этом рисунке усилительный тракт передатчика совместно со схемой сложения мощностей заменен эквивалентным генератором тока с выходной проводимостью, равной $1/R_{\text{вых}}$, а R_H – входное сопротивление согласующего устройства.

Исходными данными для расчета каждого из фильтров блока помимо $\omega_{грi}$ являются:

- требуемое подавление высших гармоник усиливаемого сигнала

$$a = 10 \lg(P_{Г.ВХ} / P_{Г.ВЫХ}), \quad (3.1)$$

где $P_{Г.ВХ}$ и $P_{Г.ВЫХ}$ – уровни мощности высшей гармоники на входе и на выходе фильтра соответственно;

- неравномерность амплитудно-частотной характеристики фильтра в полосе пропускания $\delta = 1 - P_{1нmin} / P_{1нmax}$, определяемая отношением минимального значения мощности полезного сигнала на выходе фильтра к максимальному значению этой мощности;

- входное сопротивление согласующего устройства R_H , обычно равное 50 или 75 Ом.

Поскольку, как отмечалось ранее, передаточная функция фильтра аппроксимируется полиномом Чебышева, достаточно выполнить соотношение (3.1) для второй гармоники усиливаемого сигнала при частоте первой гармоники $\omega_{1i} = \omega_{грi} / k_d$ (см. рис. 3.1, б).

Для получения расчетных соотношений, справедливых для любого фильтра блока, целесообразно ввести нормализованную частоту $\Omega = \omega / \omega_{грi}$ и произвести нормировку элементов фильтра таким образом, чтобы нормированное сопротивление нагрузки фильтра приняло единичное значение. На рис. 3.1, б рядом с каждой из рассмотренных характерных частот указаны их нормализованные значения.

В соответствии со схемой на рис. 3.1, а передаточная функция рассмотренного фильтра является его сопротивлением передачи, т. е.

$$Z_{21}(j\Omega) = U_H(j\Omega) / I_1(j\Omega).$$

При синтезе подобных фильтров частотная характеристика передаточной функции аппроксимируется полиномом Чебышева в соответствии с соотношением

$$|Z_{21}|^2 = 1 / [1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)], \quad (3.2)$$

где

$$T_n(\Omega) = 0,5 \left[(\Omega + \sqrt{\Omega^2 - 1})^n + (\Omega - \sqrt{\Omega^2 - 1})^{-n} \right] \quad (3.3)$$

– полином Чебышева n -го порядка; $\varepsilon^2 = \delta/(1-\delta)$ – коэффициент неравномерности амплитудно-частотной характеристики; n – число элементов в фильтре.

На частоте $\Omega = \Omega_3$ в соответствии с требованием (3.1) передаточная функция должна удовлетворять условию $|Z_{21}(j\Omega)|^2 = 1/a$, откуда с учетом (3.2) следует, что $T_n(\Omega_3) = \sqrt{(a-1)/\varepsilon^2}$.

Зная требуемое значение полинома Чебышева и воспользовавшись соотношением (3.3), можно получить следующее приближенное равенство для определения числа элементов в фильтре n' :

$$n' \approx [\lg T_n(\Omega_3) + \lg 2] / (\lg \Omega_3 + \lg 2).$$

Таким образом, для определения количества элементов в фильтре необходимо по известному значению подавления высших гармоник и требуемой неравномерности частотной характеристики коэффициента передачи δ найти значения ε^2 и $T_n(\Omega_3)$ и, наконец, вычислить n' . Полученное значение n' округляется в большую сторону до ближайшего целого нечетного числа n .

Оптимальное число элементов в фильтре составляет 3 или 5. Большее число элементов усложняет как саму схему фильтра, так и его реализацию и настройку. Поэтому, если расчетное значение $n > 5$, целесообразно уменьшить коэффициент перекрытия k_d . Это уменьшит значения $\omega_{\Gamma p i}$, увеличит Ω_3 и уменьшит n . Далее по табл. 3.1 при известном отношении $R_H / R_{\text{ВЫХ}} = r \approx 1$ определяются значения элементов нормализованного фильтра l_k и c_k для найденных значений ε^2 и n . Если значения ε^2 , приведенные в табл. 3.1, не соответствуют расчетному, следует воспользоваться строкой с ближайшими, но меньшими расчетных, значениями ε^2 .

Основные этапы проектирования подобных блоков тождественны описанным ранее, однако имеются некоторые отличия.

Переход от нормализованного прототипа к ФНЧ с частотой среза $\omega_{\Gamma p i}$ и сопротивлением нагрузки R_H производится на основе соотношений:

$$C_k = c_k / (R_H \omega_{\Gamma p i}); L_k = l_k R_H / \omega_{\Gamma p i}. \quad (3.4)$$

При значительной мощности радиопередатчика зачастую на выходные фильтры возлагается также задача подавления шумовых излучений и излучений на субгармонических составляющих, которые могут возникнуть при ис-

пользовании в возбuditеле передатчика синтезатора сетки дискретных частот. В этом случае блок коммутируемых фильтров строится на основе не ФНЧ, а полосовых фильтров.

Таблица 3.1

δ , дБ	ε^2	n	c_1	l_2	c_3	l_4	c_5
0,1	0,0233	3	1,0316	1,1474	1,0316	–	–
		5	1,1468	1,3712	1,9750	1,3712	1,1468
0,25	0,0593	3	1,3034	1,1463	1,3034	–	–
		5	1,3824	1,3264	2,2091	1,3264	1,3824
0,5	0,122	3	1,5963	1,0967	1,5963	–	–
		5	1,7058	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058
1,0	0,2589	3	2,0236	0,9941	2,0236	–	–
		5	2,1349	1,0911	3,0009	1,0911	2,1349

При расчете числа фильтров в блоке значения верхней ω_{Bi} и нижней ω_{Hi} граничных частот каждого из фильтров определяют из соотношений:

$$\omega_{Bi} = k_d^i \omega_H, \quad \omega_{Hi} = k_d^{(i-1)} \omega_H.$$

Синтез фильтра также базируется на использовании нормализованного низкочастотного прототипа, однако нормализованная частота Ω вводится с помощью соотношения

$$\Omega = \left(\omega - \frac{\omega_{Hi} \omega_{Bi}}{\omega} \right) / (\omega_{Bi} - \omega_{Hi}).$$

Далее, как и ранее, из табл. 3.1 выбираются значения c_k и l_k нормализованного низкочастотного прототипа, а переход к ФНЧ с частотой среза, численно равной полосе пропускания рассчитываемого полосового фильтра, производится на основе соотношений (3.4) с заменой $\omega_{Гp i}$ на $(\omega_{Bi} - \omega_{Hi})$.

Преобразование низкочастотного фильтра с параметрами L_k , C_k и R_H в полосовой фильтр (рис. 3.2) производится подключением параллельно емкостям C_k в поперечных ветвях фильтра индуктивностей $L'_k = 1/(\omega_0^2 C_k)$, а последовательно с индуктивностями L_k в продольных ветвях – конденсаторов с емкостью $C'_k = 1/(\omega_0^2 L_k)$, где $\omega_0^2 = \omega_{Hi} \omega_{Bi}$ – квадрат среднегеометрической частоты рабочего диапазона частот фильтра.

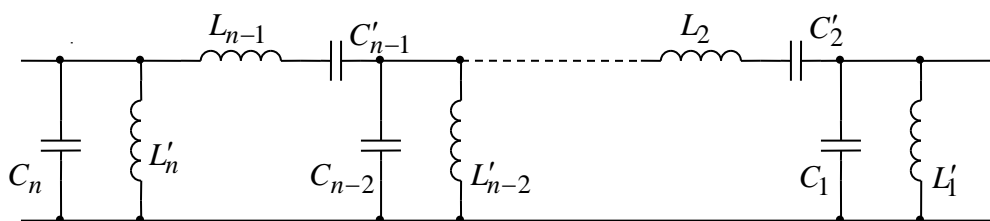


Рис. 3.2

Конденсаторы фильтров являются стандартными элементами и выбираются по значению емкости, допуску, группе ТКЕ, рабочему напряжению и реактивной мощности.

В общем случае при определении реактивной мощности P_Q , проходящей через конденсатор, нужно учитывать все гармоники протекающего тока. Однако, поскольку базовые усилительные модули выполняются на основе двухтактных схем, а их транзисторы работают в классе B (все это приводит к снижению уровня высших гармоник), расчет реактивной мощности можно проводить только для первых гармоник.

Ток первой гармоники через емкость и напряжение на ней зависят от рабочей частоты, и следует определить именно ту частоту, на которой реактивная мощность достигнет максимального значения. Однако с достаточной для практики точностью можно считать, что для конденсаторов, расположенных в продольных ветвях, реактивная мощность может быть определена с помощью соотношения $P_Q = 0,5I^2 / (\omega_{\min} C)$, где $I = (1,3...1,5)I_H$; I_H – амплитудное значение тока в нагрузке фильтра.

Аналогичным образом, для вычисления реактивной мощности, протекающей через конденсатор в поперечной ветви, можно воспользоваться соотношением

$$P_Q = 0,5U^2 C \omega_{\max},$$

где $U = (1,3...1,5)U_H$; U_H – амплитудное значение напряжения на нагрузке.

В качестве конденсаторов фильтров радиопередающей аппаратуры обычно применяются керамические высоковольтные высокочастотные конденсаторы с минимальной индуктивностью выводов типа К-15У-1, К-15У-2 и К-15У-3, основные параметры которых приведены в табл. 3.2.

Катушки индуктивностей фильтров относятся к нестандартным элементам радиоаппаратуры и изготавливаются индивидуально. Исходными парамет-

рами для их конструктивного расчета являются полученное значение индуктивности, протекающий в ней ток и максимальная рабочая частота.

Таблица 3.2

№ п/п	Номи- нальное напряже- ние ВЧ, кВ	Номи- нальная емкость, пФ	Допуск, %	Реак- тивная мощ- ность, кВ·А	№ п/п	Номи- нальное напряже- ние ВЧ, кВ	Номи- нальная емкость, пФ	Допуск, %	Реак- тивная мощ- ность, кВ·А
1	6,0	1,5	±20	5	17	4,0	100	±5; ±10	8
2	6,0	2,2	±20	5	18	4,0	120	±5; ±10	8
3	6,0	3,3	±20	5	19	3,5	150	±10; ±20	6
4	3,5	4,7	±20	4	20	4,0	180	±5; ±10	10
5	3,5	6,8	±20	6	21	3,5	220	±10; ±20	8
6	3,5	10	±10; ±20	6	22	4,0	270	±5; ±10	15
7	3,5	15	±10; ±20	4	23	3,5	330	±10; ±20	8
8	3,5	18	±10; ±20	4	24	4,0	470	±20	20
9	3,5	22	±10; ±20	4	25	4,0	680	±20	25
10	3,5	27	±10; ±20	6	26	4,0	1000	±20	30
11	3,5	33	±10; ±20	4	27	4,0	1500	±20	40
12	3,5	39	±10; ±20	4	28	4,0	2200	±20	50
13	3,5	47	±10; ±20	4	29	4,0	3300	±20	60
14	3,5	56	±10; ±20	4	30	4,0	4700	±20	70
15	3,5	68	±10; ±20	4	31	4,0	6800	±20	80
16	4,0	82	±5; ±10	8	32	4,0	10 000	±20	90

Вне зависимости от вида используемых фильтров для получения требуемых частотных характеристик расчетные значения индуктивностей и емкостей должны быть реализованы с достаточной степенью точности.

4. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

Синтез частот представляет собой процесс получения одного или нескольких колебаний с заданным набором номинальных значений их частот из конечного числа исходных колебаний, обычно создаваемых опорными кварцевыми генераторами (ОКГ).

Комплекс устройств, осуществляющий синтез частот, называют системой синтеза частот, а совокупность номинальных значений частот, которые

могут быть получены на его выходе и следуют друг за другом через заданный интервал, – сеткой частот. Если система синтеза выполнена в виде конструктивно самостоятельного устройства, то ее называют синтезатором частоты, или синтезатором сетки частот (ССЧ). В зависимости от требуемого для синтеза числа ОКГ различают одноопорные и многоопорные ССЧ.

Сами ОКГ обычно не включаются в состав ССЧ. Современные синтезаторы, как правило, работают от одного ОКГ, что позволяет в процессе синтеза обеспечить когерентность выходных колебаний ССЧ исходному колебанию ОКГ и, как следствие, приблизить стабильность каждой из частот формируемой сетки к стабильности частоты ОКГ.

Системы синтеза частот могут быть выполнены как на аналоговой элементной базе, так и с применением цифровых устройств.

Механизм формирования сетки дискретных частот в аналоговых ССЧ реализуется с помощью фильтров и конкретного набора нелинейных элементов, выполняющих операции умножения, деления и алгебраического суммирования частот.

Аналоговые системы синтеза частот, в которых селекцию синтезируемых частот осуществляют пассивные фильтры, не содержащие автогенераторов, относятся к классу систем пассивного синтеза частот. Часто подобные синтезаторы называют синтезаторами прямого синтеза. Системы синтеза частот, в которых фильтрацию реализуют активные фильтры в виде колец частотной и фазовой автоподстройки (ФАП) частоты или компенсационных колец, называют системами активного (непрямого или косвенного) синтеза частот [2], [5].

Использование цифровой элементной базы, как и в случае аналоговой, позволяет реализовать и прямые, и косвенные методы синтеза, а сами синтезаторы обычно называют цифровыми.

Технические характеристики различных видов ССЧ однотипны. Основными из них являются следующие:

- интервал между ближайшими соседними значениями рабочих частот (шаг сетки частот) – $f_{\text{ш}}$. Шаг сетки частот обычно удовлетворяет соотношению $f_{\text{ш}} = 10^k$ Гц, где k – целое положительное или отрицательное число, или нуль;

- минимальная ($f_{\text{вых min}}$) и максимальная ($f_{\text{вых max}}$) частоты диапазона, ширина диапазона рабочих частот ($\Delta f_{\text{д}} = f_{\text{вых max}} - f_{\text{вых min}}$), коэффициент перекрытия диапазона $k_{\text{д}} = f_{\text{вых max}} / f_{\text{вых min}}$. Общее число фиксированных частот в сетке N и шаг сетки связаны соотношением $f_{\text{ш}} = (f_{\text{вых max}} - f_{\text{вых min}}) / (N - 1)$. Значение N колеблется от 10 до $10^5 \dots 10^6$ и более, а $f_{\text{ш}}$ – от долей герца до десятков и сотен килогерц;

- погрешность установки среднего значения каждой из частот сетки $\Delta f_{\text{вых}}$, заданная в абсолютных или относительных единицах. В зависимости от назначения ССЧ обычно $10^{-8} < \Delta f_{\text{вых}} / f_{\text{вых}} < 10^{-4}$;

- нестабильность каждой из частот дискретного множества. Как правило, задают кратковременную и долговременную нестабильности частоты, выраженные либо в абсолютных, либо в относительных единицах. Кратковременная нестабильность частоты определяется спектральной плотностью мощности шумов $S_{\varphi}(F)$ (здесь F – частота Фурье-анализа) в выходном сигнале ССЧ [2], [5]. Величина $S_{\varphi}(F)$ – средний квадрат фазового шума, выраженный в радианах, в полосе 1 Гц в окрестности частоты анализа F ;

- уровень побочных колебаний $D = 10 \lg(P_{\text{поб}} / P_{\text{п}})$, характеризующий выраженное в децибелах отношение мощности побочного колебания $P_{\text{поб}}$ на выходе ССЧ к пиковой мощности $P_{\text{п}}$ на рабочей частоте. Обычно уровень побочных составляющих не должен превышать $-40 \dots -60$ дБ. В отдельных случаях необходим существенно более низкий уровень, например -100 или даже -140 дБ;

- время перестройки $t_{\text{пер}}$ с одной рабочей частоты на другую. Под $t_{\text{пер}}$ следует понимать интервал времени между моментом окончания команды перестройки (при дистанционном управлении) или ручной установки органов управления частотой в нужное положение и моментом, после которого отклонение текущего значения рабочей частоты от требуемого не превышает допустимого значения.

Помимо указанных, к основным характеристикам синтезатора в зависимости от его назначения могут быть отнесены следующие параметры: возможность формирования в тракте ССЧ сигнала с различными видами модуляции и манипуляции, мощность формируемого сигнала, массогабаритные ха-

рактеристики, требуемые условия эксплуатации, энергопотребление, надежность и т. п.

ССЧ могут иметь двоичную, десятичную или комбинированную структуру выбора нужного значения выходной частоты. В частности, декадное построение определяется десятичной системой учета и регистрации частот с допустимой погрешностью, составляющей доли и единицы герц при полосе рабочих частот до нескольких десятков гигагерц. Двоичная структура легко сопрягается с системами управления цифровыми ССЧ. При этом выбор значения выходной частоты сводится к вводу двоичных кодов, задающих коэффициенты пропорциональности между выходной и эталонной частотами.

В настоящее время наиболее широкое применение находят цифровые ССЧ, позволяющие в полной мере реализовать преимущества современной цифровой элементной базы в части уменьшения массы и габаритов устройств, повышения их надежности и технологичности.

4.1. Пассивные цифровые синтезаторы

Пассивные цифровые синтезаторы, или цифровые синтезаторы прямого синтеза (DDS – direct digital synthesizer), обеспечивают широкие возможности формирования сигналов с различными видами модуляции и манипуляции, имеют малое время перестройки с одной частоты на другую, а уменьшение шага сетки частот (а значит, и минимальной частоты рабочего диапазона) достигается в них без особых затруднений. Однако максимальные значения рабочих частот ограничены быстродействием цифровых узлов и, как правило, не превышают 300...400 МГц.

Упрощенная структурная схема рассматриваемого ССЧ, обычно называемого цифровым вычислительным синтезатором (ЦВС), представлена на рис. 4.1. В его состав входят частотный регистр ЧР и накопитель кода фазы НКФ, состоящий из n -разрядных бинарного сумматора и регистра данных, преобразователь кодов фазы в коды амплитуды ПК, обычно выполняемый на основе блока памяти кодов значений $\sin x$, и цифроаналоговый преобразователь ЦАП.

В ЧР записан код k_ϕ дискрета фазы $\Delta\phi$ для текущего значения выходной частоты $\Delta\phi = 2\pi f_{\text{вых}} / (N_{\text{д.ф}} f_{\text{ш}}) = 2\pi f_{\text{вых}} / f_0 = \pi k_\phi / 2^{n-1}$, где $N_{\text{д.ф}} = 2^n$

– число дискретов фазы (объем НКФ); n – количество разрядов кода; f_0 – тактовая частота. При $k_\phi = 1$

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ВЫХ min}} = f_{\text{Ш}} = f_0 / 2^n. \quad (4.1)$$

С приходом каждого тактового импульса в сумматоре суммируются значения чисел, записанных в регистре данных и в частотном регистре, и сумма переписывается вновь в регистр данных. Таким образом, в накопителе формируется код текущей фазы мгновенного значения выходного колебания. Как только значение текущей фазы в накопителе превысит 2π ($\sum_i k_\phi$ превысит 2^n , где i – номер приходящего тактового импульса), произойдет переполнение, в регистр данных запишется разность между последним значением текущей фазы и 2π и процесс накопления фазы повторится.

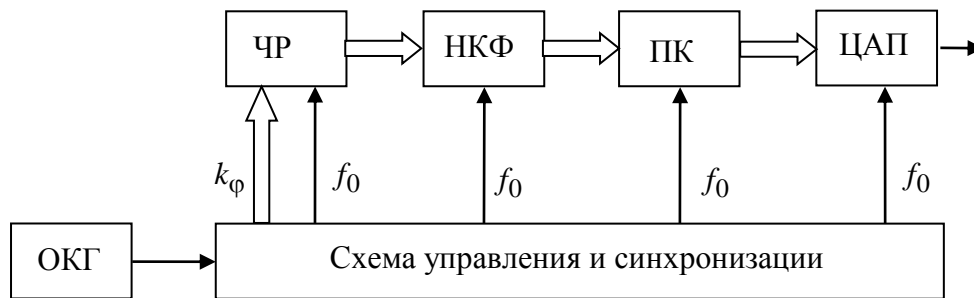


Рис. 4.1

В соответствии с кодом числа в накопителе преобразователь кодов выработывает код амплитуды выходного сигнала ЦВС, пропорциональной $\sin(2\pi f_{\text{ВЫХ}} / f_0)$. При этом на выходе ЦАП появляется импульс постоянной длительности $1/f_0$, имеющий амплитуду $U_{\text{ЦАП}} \sin(2\pi f_{\text{ВЫХ}} / f_0)$.

Непрерывная последовательность выходных импульсов ЦАП представляет собой ступенчатую аппроксимацию синусоидального напряжения. Изменяя дискрет фазы, код которой записан в ЧР, можно изменять частоту выходного сигнала ЦВС.

Для сокращения необходимого объема блока памяти в ПК хранится информация только для значений текущей фазы в пределах первого квадранта, она же используется и для остальных трех квадрантов с соответствующей коррекцией фазы. Более того, в блоке памяти обычно происходит квантование по фазе, т. е. в нем записаны коды значения синусоиды только для ряда дис-

кретных значений фазы в пределах угла $0 \dots \pi/2$. Если число таких значений 2^k , то шаг квантования фазы $q_\phi = \pi/2^{k+1}$ ($k < n$). Вместо блока памяти может использоваться блок вычислений, в котором по определенной программе вычисляется код амплитуды, соответствующей текущему значению кода фазы.

Текущие значения амплитуды синтезируемого синусоидального сигнала также квантованы, а относительная величина шага квантования равна $1/2^m$, где m – разрядность ЦАП.

Квантование фазы в блоке памяти и мгновенных значений напряжения на выходе ЦАП приводит к отклонениям синтезированного колебания от моногармонического, характеризуемым уровнями фазового шума

$$D_{\text{ш.ф}} = 20 \lg(q_\phi / \sqrt{12}) \quad (4.2)$$

и амплитудного шума [6]

$$D_{\text{ш.а}} = 20 \lg[1/\sqrt{6}(2^m - 1)]. \quad (4.3)$$

В соответствии с теоремой Котельникова частота тактовых импульсов должна быть по крайней мере в 2 раза выше максимальной частоты формируемых колебаний. Для облегчения фильтрации гармоник тактовой частоты f_0 обычно выбирают из условия $f_0 \geq 4f_{\text{вых max}}$.

Форма выходного сигнала ЦВС близка к синусоидальной, если $f_0 \gg f_{\text{вых}}$ ($k_\phi \ll 2^n$), а k_ϕ в целое число раз меньше 2^n . В этом случае в конце каждого цикла накопления фазы нет остатка. Если значение k_ϕ сравнимо с 2^n , форма выходного сигнала может существенно отличаться от требуемой гармонической. Если же $k_\phi \neq 2^p$ (p – целое число, меньшее n), период сформированного колебания будет определяться наибольшим общим делителем 2^r чисел k_ϕ и 2^n и станет равным $2^{n-r} T_0$.

Для снижения уровня спектральных составляющих на частоте f_0 и ее гармониках на выходе ЦВС включается ФНЧ с граничной частотой несколько выше $f_{\text{вых max}}$.

Введение дополнительных узлов в тракт ССЧ позволяет существенно расширить его функциональные возможности в части формирования сигналов с различными видами модуляции и манипуляции.

Так, включение в состав ЦВС двух ПК (синусного и косинусного) и двух ЦАП с инверсными выходами позволяет на любой из частот сетки создать 4 когерентных сигнала со сдвигом по фазе на 0, 90, 180 и 270°. Такие ансамбли позволяют формировать сигналы на одной боковой полосе, осуществлять квадратурную фазовую манипуляцию ФМ-4 и т. п.

Введение между НКФ и ПК модулятора кода фазы (МКФ), в котором суммируются код с выхода НКФ и модулирующий код, позволяет осуществить не только узкополосную, но и широкополосную фазовую модуляцию. При этом модулирующее напряжение первоначально должно быть подвержено дискретизации по времени и квантованию по амплитуде. Частота дискретизации определяется шириной спектра модулирующего сигнала и формируется делением f_0 на достаточно большое целое число. При осуществлении частотной модуляции с помощью МКФ аналоговый модулирующий сигнал необходимо предварительно пропустить через интегратор.

Частотная модуляция может быть осуществлена и изменением кода дискрета фазы k_ϕ в соответствии с модулирующим сигналом. Так, например, для формирования сигнала с линейной частотной модуляцией ЧР следует заменить модулятором кода дискрета фазы МКДФ. В его состав необходимо включить накопитель кода k_f , задающего скорость изменения частоты, выполненный подобно рассмотренному ранее НКФ, и сумматор, в котором суммируется число, поступающее с накопителя, с кодом дискрета фазы k_ϕ . При такой замене на выходе ЦВС будет сформирован сигнал, частота которого меняется во времени по линейному закону.

Действительно, после прихода тактовых импульсов с номерами i , $i + 1$ и $i + 2$ код фазы на выходе НКФ будет иметь значения: $\left[ik_\phi + \sum_{n=1}^i nk_f \right]$; $\left[(i + 1)k_\phi + \sum_{n=1}^{i+1} nk_f \right]$ и $\left[(i + 2)k_\phi + \sum_{n=1}^{i+2} nk_f \right]$. При этом приращение кода текущей фазы Δk_ϕ составит, соответственно, $\Delta k_{\phi(i+1)} = k_\phi + (i + 1)k_f$ и $\Delta k_{\phi(i+2)} = k_\phi + (i + 2)k_f$, а приращение кода частоты – k_f / T_0 .

Для формирования сигналов с амплитудной модуляцией в тракт ЦВС между ПК и ЦАП следует ввести модулятор кода амплитуды МКА, представ-

ляющий собой аппаратный перемножитель кода ординаты $\sin(2\pi f_{\text{ВЫХ}} / f_0)$ на код текущей амплитуды выходного сигнала ЦВС k_A . Этот же узел может быть использован для установки заданного уровня или стабилизации амплитуды выходного сигнала всего устройства в рабочем диапазоне частот. При этом предполагается, что ЦВС является составной частью более сложного устройства, например широкодиапазонного радиопередатчика, содержащего систему автоматической регулировки выходной мощности.

Структурная схема ЦВС, содержащая все перечисленные узлы, представлена на рис. 4.2. Ее использование позволяет также формировать сигналы, манипулированные по частоте с непрерывной фазой, с амплитудно-фазовой манипуляцией, осуществлять манипуляцию минимальным сдвигом частоты. Продолжительность перехода на новую частоту, фазу или амплитуду составляет в подобных синтезаторах всего несколько тактовых интервалов.

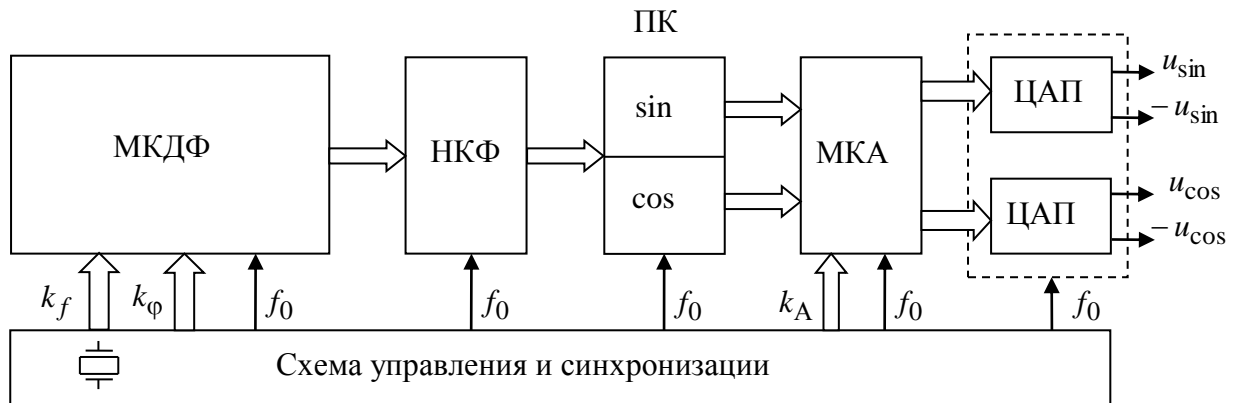


Рис. 4.2

Как уже отмечалось, источником колебаний с тактовой частотой f_0 является опорный кварцевый генератор. Рабочая частота высокостабильных ОКГ $f_{\text{ОКГ}}$, как правило, не превышает 10 МГц, что существенно меньше требуемых значений f_0 . Поэтому между ОКГ и ЦВС включается умножитель частоты, обычно выполняемый на основе рассмотренного далее кольца ФАП с делителем в цепи обратной связи.

При проектировании функциональной схемы ЦВС необходимо в соответствии с техническим заданием определить требуемые параметры его основных блоков, т. е. значения n , k и m , пользуясь соотношениями (4.1) – (4.3). Попутно отметим, что требования реализации заданных шага сетки и погрешности номинального значения каждой из частот сетки могут быть взаим-

но противоречивыми. Последнее обычно наблюдается, если $f_{\text{ш}}$ и f_0 не кратны 2^d Гц (где d – целое число) и $f_{\text{ш}} \gg \Delta f_{\text{вых}}$. В этом случае целесообразно выбрать n из условия $2^n \geq f_0 / \Delta f_{\text{вых}}$, а при переходе с одной частоты сетки на соседнюю изменять $k_{\text{ф}}$ на величину $k_{\text{ф}} = f_{\text{ш}} / \Delta f_{\text{вых}}$. Кроме того, желательно, чтобы численные значения $f_{\text{ОКГ}}$, f_0 и коэффициента умножения содержали в качестве сомножителя 2 в целочисленной степени.

При реализации заданного вида модуляции или манипуляции в тракте ЦВС необходимо также определить параметры дополнительных узлов, рассмотренных ранее.

В заключение отметим, что серийно выпускаемые интегральные пассивные цифровые ССЧ имеют тактовую частоту 300...1000 МГц, разрядность НКФ от 32 до 48, разрядность ЦАП – 10...14, что обеспечивает уровень высших гармоник не более – 40 дБ [5]. В состав интегральной микросхемы могут быть включены не только перечисленные ранее дополнительные узлы, но и основные узлы умножителя частоты на основе ССЧ с ФАП.

4.2. Цифровые синтезаторы с ФАП

При построении активных ССЧ широко используются методы, основанные на применении кольца ФАП. С помощью устройств ФАП можно осуществить алгебраическое суммирование частот ряда колебаний, деление и умножение частоты.

Цифровые синтезаторы с ФАП (PLL – phase locked loop) могут быть использованы в диапазоне частот вплоть до 10 ГГц, обеспечивая низкий уровень побочных спектральных составляющих. К их недостаткам относятся сложность настройки, возможность генерации сигналов, частота которых не соответствует установленному значению. Уменьшение шага сетки частот, как правило, требует существенного усложнения схемы, поскольку сопряжено с увеличением инерционности системы. Весьма ограниченными являются и возможности формирования сигналов с различными видами модуляции в тракте синтезатора.

Структурная схема простейшей системы активного синтеза с ФАП представлена на рис. 4.3. Источником выходных колебаний в схеме является генератор G , плавно перестраиваемый с помощью реактивного элемента РЭ, включенного в его колебательную систему. В качестве РЭ обычно использу-

ются матрицы из встречновключенных варикапов, емкость которых изменяется под действием управляющего напряжения, подаваемого на него с выхода импульсного фазового детектора ИФД через ФНЧ и усилитель постоянного тока УПТ. Совокупность генератора и РЭ образует генератор, управляемый напряжением, ГУН.

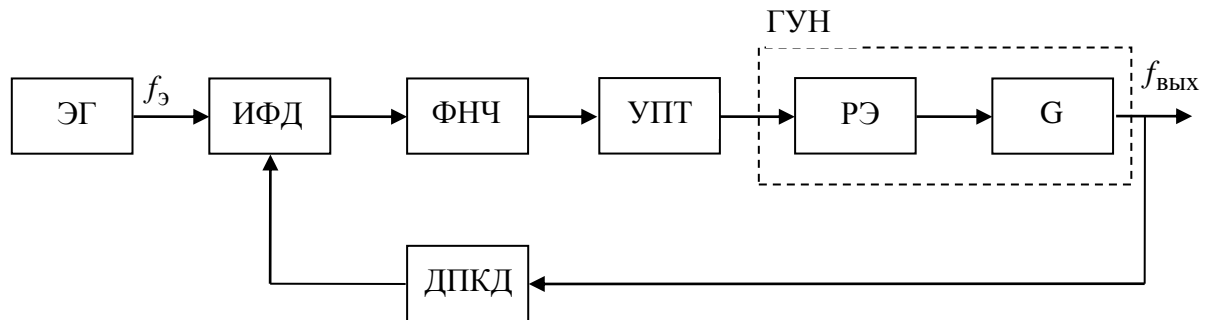


Рис. 4.3

В ИФД сравниваются моменты прихода импульсов, поступающих с выхода эталонного генератора $t_э$ и имеющих частоту следования $f_э$, и импульсов, сформированных из выходного сигнала ГУН и прошедших через делитель частоты с переменным коэффициентом деления ДПКД, $t_д$.

Эталонный генератор ЭГ обычно выполняется в виде каскадного соединения опорного кварцевого генератора и делителя с фиксированным коэффициентом деления. Поскольку выходные сигналы ОКГ и ГУН близки к моногармоническим, перед подачей их на вход соответствующих делителей частоты они должны быть преобразованы в последовательности коротких импульсов. В связи с тем, что формирователи импульсов не изменяют алгоритм частотообразования, в приводимых структурных схемах они не обозначены как самостоятельные узлы.

В рассматриваемом синтезаторе возможен стационарный синхронный режим, при котором между моментами прихода импульсов на входы ИФД устанавливается постоянный временной сдвиг, а их частоты оказываются равными, т. е.

$$f_{\text{ГУН}} / N_{\text{д}} = f_{\text{э}}, \quad (4.4)$$

где $f_{\text{ГУН}}$ – частота сигнала на выходе синтезатора, $N_{\text{д}}$ – текущее значение коэффициента деления ДПКД.

Представив соотношение (4.4) в виде $f_{\text{ГУН}} = N_{\text{д}} f_{\text{э}}$, нетрудно заметить, что подобный синтезатор является умножителем частоты $f_{\text{э}}$, а изменяя $N_{\text{д}}$, можно получать дискретные значения $f_{\text{ГУН}}$ с шагом $f_{\text{ш}} = f_{\text{э}}$.

Если равенство (4.4) не выполнено (режим биений), на выходе ИФД возникает переменное напряжение, так изменяющее емкость варикапа, а следовательно, резонансную частоту колебательной системы ГУН и частоту его генерации, чтобы переменная составляющая текущей разности моментов прихода импульсов $\Delta t(t)$ уменьшалась, стремясь к нулю, а постоянная составляющая стремилась к значению, соответствующему стационарному режиму.

Представив ССЧ с ФАП как систему с обратной связью, в [2], [3] получены следующие соотношения для коэффициентов передачи фазовых шумов ГУН – $K_{\text{ГУН}}$ и эталонного генератора и делителя ДПКД – $K_{\text{ЭГД}}$:

$$\dot{K}_{\text{ГУН}}(j\Omega) = \frac{1}{1 + (1/N_{\text{д}})S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)\frac{1}{j\Omega}}; \quad (4.5)$$

$$\dot{K}_{\text{ЭГД}}(j\Omega) = \frac{S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)\frac{1}{j\Omega}}{1 + (1/N_{\text{д}})S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)\frac{1}{j\Omega}}, \quad (4.6)$$

где $S_{\text{ФД}}(\varphi) = U_m dF[\varphi(t)]/d\varphi(t)$ – крутизна характеристики ИФД, описываемой функцией вида $u_{\text{вых ФД}}(t) = U_m F[\varphi(t)]$; $u_{\text{вых ФД}}(t)$ – напряжение на выходе ФД, а U_m – его максимальное значение; $|F[\varphi(t)]| \leq 1$; $\varphi = \Omega(t_{\text{э}} - t_{\text{д}})$ и Ω – соответственно фазовый угол между сигналами на входах ФД и круговая частота его изменения; $\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)$ – коэффициент передачи каскадно соединенных УПТ и ФНЧ; $S_{\text{ГУН}}(u_{\text{у}}) = d\omega_{\text{ГУН}}/du_{\text{у}}$ – крутизна регулировочной характеристики ГУН; $u_{\text{у}}$ – управляющее напряжение, поступающее с ФНЧ на вход ГУН; $1/(j\Omega)$ – коэффициент передачи автогенератора в ГУН.

Анализ (4.5) и (4.6) показывает, что низкочастотные составляющие фазовых шумов сигнала на выходе ГУН подавляются кольцом ФАП тем эффективнее, чем ниже Ω (при $\Omega \rightarrow 0$ $K_{\text{ГУН}} \rightarrow 0$). С повышением частоты $K_{\text{ГУН}}$

возрастает, стремясь к единице. Что же касается $K_{ЭГД}$, то его изменения в диапазоне частот оказываются прямо противоположными. Максимальное значение $K_{ЭГД}$, равное N_d , будет наблюдаться при $\Omega \rightarrow 0$, а с ростом частоты $K_{ЭГД}$ будет уменьшаться, т. е. низкочастотные составляющие фазовых шумов сигналов на входах ИФД усиливаются кольцом ФАП в N_d раз.

Таким образом, в выходном сигнале синтезатора с кольцом ФАП в режиме синхронизации эффективно подавляются те побочные составляющие, возникающие в ГУН, частоты которых близки к требуемому значению синтезируемой частоты $f_{\text{вых}} = f_{\text{ГУН}}$, а удаленные от нее беспрепятственно проходят на выход. Зато вблизи $f_{\text{вых}}$ появляются спектральные составляющие, обусловленные нестабильностью частоты сигналов, поступающих с эталонного генератора, и фазовым шумом ДПКД, тогда как при больших отстройках от $f_{\text{вых}}$ эти составляющие будут подавлены.

Коррекция частотных характеристик кольца ФАП, позволяющая получить требуемое подавление побочных составляющих (в том числе обусловленных прохождением сигнала с выхода эталонного генератора на вход ГУН и вызывающих частотную модуляцию) во всей области частот вблизи $f_{\text{вых}}$, осуществляется с помощью выбора соответствующей частотной характеристики $\dot{K}_{y.\phi}(j\Omega)$.

Помимо подавления побочных составляющих ФНЧ и УПТ должны обеспечить устойчивость ССЧ. Для этого необходимо, чтобы модуль коэффициента передачи разомкнутого кольца ФАП был меньше 1 в области частот Ω , где абсолютное значение его аргумента больше π .

Ширина полосы удержания (синхронизма), в пределах которой автоматически сохраняется условие синхронизма при отстройке ГУН, определяется максимальным изменением частоты ГУН под воздействием управляющего напряжения. Полоса захвата не превышает полосу удержания и в значительной степени определяется характеристиками ФНЧ. Напомним, что полосой захвата называется значение начальной отстройки, при которой происходит переход от режима биений к режиму синхронизации.

В качестве ФНЧ может использоваться простое инерционное звено с коэффициентом передачи $1/(j\Omega\tau)$, где τ – постоянная времени. Однако при этом невозможно одновременно подавлять фазовые шумы ГУН, ЭГ и ДПКД. Чаще

всего применяют либо пропорционально-интегрирующий ФНЧ с коэффициентом передачи $(1 + jm\Omega\tau)/(1 + j\Omega\tau)$, где $m < 1$, либо интегратор с коррекцией, имеющий коэффициент передачи $(1 + jm\Omega\tau)/(j\Omega\tau)$ [5]. В последнем случае статическая фазовая погрешность в режиме синхронизма равна нулю.

ИФД обычно реализуются на основе схемы выборки-запоминания (СВЗ) либо используются триггерные частотно-фазовые детекторы (ЧФД). В фазовых детекторах на основе СВЗ эффективно подавляются спектральные компоненты на частоте f_{Σ} и ее гармониках. В выходном напряжении ЧФД в режиме биений присутствует постоянная составляющая, знак которой определяется знаком разности частот сигналов на входах ЧФД. Это напряжение, воздействуя на ГУН, расширяет полосу захвата и ускоряет процесс перехода в режим синхронизации, что уменьшает время перестройки с одной рабочей частоты на другую.

При проектировании цифрового ССЧ с ФАП возникает противоречие между стремлением уменьшить $f_{\text{ш}} = f_{\Sigma}$ для уменьшения погрешности установки номинального значения $f_{\text{вых}}$ и другими важными характеристиками синтезатора. Поскольку в ССЧ, построенном по схеме на рис. 4.3, граничная частота ФНЧ $f_{\text{гр}} \ll f_{\text{ш}}$, снижение $f_{\text{ш}}$ будет сопровождаться пропорциональным уменьшением полосы захвата, сужением полосы частот в окрестности $f_{\text{вых}}$, где эффективно подавляются фазовые шумы ГУН, и увеличением инерционности синтезатора, приводящей к росту времени перехода с одной рабочей частоты на другую.

Разрешение указанного противоречия возможно при таком построении синтезатора, которое допускает выбор эталонной частоты сравнения существенно большей частоты шага сетки $f_{\text{ш}}$. Последнее можно реализовать следующими способами:

- включением на выходе ССЧ делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД);
- включением вместо ДПКД делителя с дробно-переменным коэффициентом деления;
- включением между ОКГ и ИФД делителя с переменным коэффициентом деления, зависимым от значения частоты выходного сигнала синтезатора;
- использованием в одном ССЧ нескольких колец ФАП с одинаковыми или разными частотами сравнения, но всегда большими $f_{\text{ш}}$.

Применение первого способа позволяет в коэффициент деления ДФКД раз уменьшить $f_{\text{ш}}$, но во столько же раз уменьшается абсолютный диапазон перекрываемых частот и сами рабочие частоты синтезатора, что резко ограничивает возможности применения данного метода.

Для пояснения возможности реализации второго способа поступим следующим образом. Допустим, что $f_{\text{э}} \gg f_{\text{ш}}$ и для получения требуемого значения частоты выходного сигнала в соответствии с (4.4) потребуется нецелочисленный коэффициент деления $N_{\text{д}} = n + l/m$, где n , l , m – целые числа и $m > l$, т. е. n – целая часть коэффициента деления, а l/m – его дробная часть. Для реализации такого $N_{\text{д}}$ в течение первых l циклов деления коэффициент деления ДПКД устанавливается равным $(n + 1)$, а в последующих $(m - l)$ циклах – равным n . Тогда средний за m циклов коэффициент деления

$$N_{\text{д.ср}} = \frac{(n + 1)l + n(m - l)}{m} = n + \frac{l}{m}.$$

При этом сигнал на выходе синтезатора будет иметь нужную частоту, но с некоторым колебанием фазы, изменяющейся по периодическому закону с периодом $m/f_{\text{э}}$. Следовательно, его спектр будет содержать побочные составляющие. Шаг формируемой сетки уменьшится до $f_{\text{э}}/m$, но кратковременная нестабильность частоты возрастет. Эффект изменения коэффициента деления на единицу можно получить и при использовании поглотителя импульсов, который исключает (поглощает) один из импульсов на входе обычного ДПКД [6].

Для уменьшения уровня дискретных спектральных составляющих с частотой, кратной $f_{\text{э}}/m$, целесообразно максимально равномерно чередовать коэффициенты деления $(n + 1)$ и n на периоде $m/f_{\text{э}}$. Кроме того, могут быть использованы различные варианты коррекции: псевдослучайное нарушение регулярности циклов переключения, применение управляемых линий задержки, сигма-дельта-корректоров и др. [6].

Использование микропроцессоров в трактах управления ССЧ позволяет реализовать следующий из ранее названных методов повышения частоты сравнения, основанный на включении в кольцо ФАП двух делителей с переменными коэффициентами деления. Функциональная схема подобного синтезатора приведена на рис. 4.4.

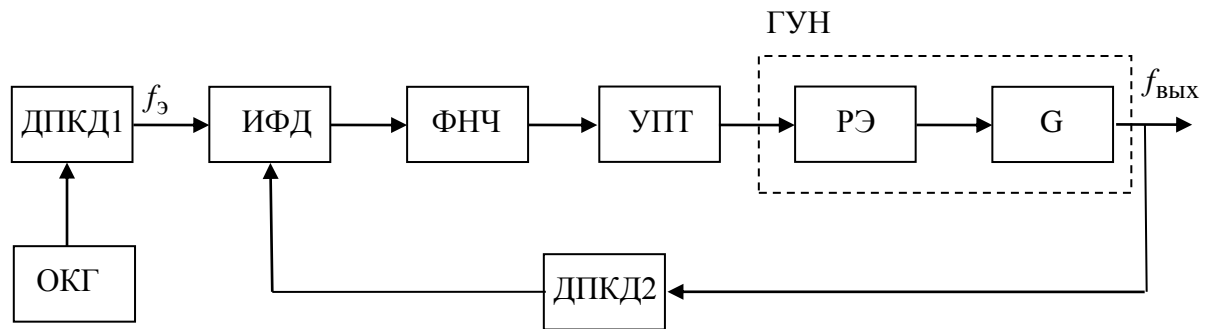


Рис. 4.4

При установке требуемого значения частоты выходного сигнала коэффициенты деления каждого из ДПКД выбираются так, чтобы $f_{\text{вых}}$ отличалась от заданной на пренебрежимо малое значение $\Delta f_{\text{вых.доп}}$, существенно меньшее $\Delta f_{\text{вых}}$, а $f_{\text{э}}$ была значительно больше $f_{\text{ш}}$. Процесс выбора коэффициентов деления $N_{\text{д1}}$ и $N_{\text{д2}}$ приведен в [6] и заключается в следующем. Первоначально требуемое значение отношения коэффициентов $N_{\text{д2}} / N_{\text{д1}} = f_{\text{вых}} / f_{\text{ОКГ}}$ на основе алгоритма Евклида представляется в виде конечной цепной дроби:

$$\frac{N_{\text{д2}}}{N_{\text{д1}}} = b_0 + \frac{1}{b_1 + \frac{1}{b_2 + \frac{1}{b_3 + \dots \frac{1}{b_{k-1} + \frac{1}{b_k}}}}}$$

Попутно по мере определения b_i с помощью рекуррентных соотношений

$$N_{\text{д1}0} = 1; N_{\text{д1}1} = b_1; N_{\text{д2}0} = b_0; N_{\text{д2}1} = b_0 b_1 + 1;$$

$$N_{\text{д1}i} = N_{\text{д1}(i-1)} b_i + N_{\text{д1}(i-2)}; N_{\text{д2}i} = N_{\text{д2}(i-1)} b_i + N_{\text{д2}(i-2)}$$

рассчитываются приближенные значения коэффициентов деления $N_{\text{д1}i}$ и $N_{\text{д2}i}$ ($2 \leq i \leq k$) и определяется отклонение частоты выходного сигнала ССЧ от номинального значения $\Delta f_{\text{вых}i} = f_{\text{ОКГ}} (N_{\text{д2}i} / N_{\text{д1}i} - N_{\text{д2}} / N_{\text{д1}})$.

Расчеты заканчиваются при выполнении неравенства $\Delta f_{\text{вых}i} \leq \Delta f_{\text{вых.доп}}$, где $\Delta f_{\text{вых.доп}}$ – допустимая погрешность номинального значения частоты выходного сигнала. После этого устанавливаются рассчитанные коэффициенты деления делителей.

Описанные вычислительные процедуры осуществляются счетно-решающим устройством, выполненным на основе микропроцессора и управляющим коэффициентами деления ДПКД1 и ДПКД2.

Относительный диапазон рабочих частот однокольцевых ССЧ с ФАП определяется полосой перестройки ГУН, лежащей в пределах от нескольких процентов до октавы. В то же время во многих случаях коэффициент перекрытия диапазона k_d синтезаторов КВ-УКВ-радиопередатчиков может составлять несколько декад. В подобной ситуации более предпочтительным может оказаться использование в одном ССЧ нескольких колец ФАП, что позволит не только обеспечить выполнение условия $f_3 \gg f_{ш}$, но и получить результирующий $k_d \gg 1$ при коэффициентах перекрытия диапазона каждого из колец менее октавы.

В таких ССЧ существенное увеличение k_d достигается за счет использования в алгоритме частотообразования не только операций деления и умножения, но и алгебраического сложения частот. Для этого в тракт ССЧ вводятся сумматоры частот (СЧ), представляющие собой каскадное соединение смесителя СМ и неперестраиваемого ПФ (рис. 4.5, а). Если на входы 1 и 2 смесителя поступают квазигармонические колебания с частотами f_1 и f_2 соответственно, то сигнал на его выходе в общем случае будет содержать комбинационные составляющие с частотами $|g f_1 \pm r f_2|$, где g и r – любые положительные целые числа, включая нуль. Амплитуды комбинационных составляющих быстро убывают с увеличением их порядка $p = g + r$. ПФ, подключаемый к выходу СМ, выделяет комбинационную составляющую второго порядка с частотой $|f_1 - f_2|$ или $f_1 + f_2$.

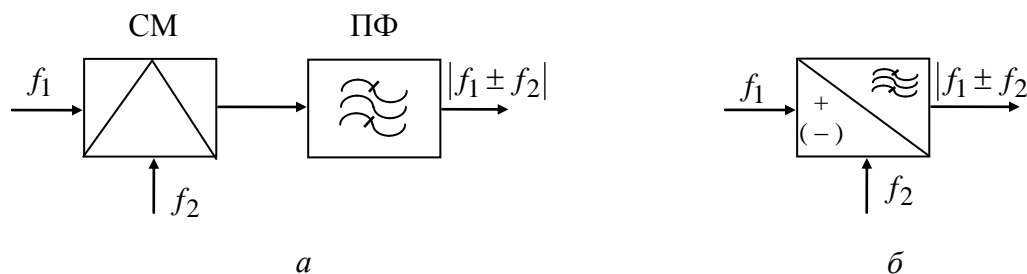


Рис. 4.5

Для упрощения начертания структурных схем ССЧ в дальнейшем будем пользоваться условным обозначением сумматора частот в виде, представлен-

ном на рис. 4.5, б, где знаком + или – будем обозначать, какая из комбинационных составляющих выделяется ПФ. Все комбинационные составляющие, у которых $p \neq 2$, должны быть подавлены ПФ.

Однако если частоты f_1 и f_2 могут изменяться в некотором диапазоне возможных значений, ряд комбинационных составляющих, у которых $p \neq 2$, также может попасть в полосу пропускания ПФ и не будет отфильтрован. Тем не менее, при определенном выборе значений частот f_1 и f_2 можно добиться того, чтобы в полосу пропускания ПФ помимо полезной комбинационной составляющей второго порядка попадали лишь комбинационные составляющие порядка выше p_{\min} , амплитуды которых пренебрежимо малы [1]. Обычно достаточно, чтобы $p_{\min} = 6$.

Так, если $f_1 < f_2$ и на выходе СЧ должна быть выделена суммарная частота, то необходимо выполнить условие

$$\max(f_1/f_2) \leq 1/(p_{\min} + 1), \quad (4.7)$$

а полоса пропускания ПФ $\Delta f_{\text{ПФ}}$ не должна превышать $f_{1\min}$.

При выделении разностной частоты f_1 и f_2 должны удовлетворять неравенству

$$1 > \min(f_1/f_2) \geq (p_{\min} - 1)/(p_{\min} + 1). \quad (4.8)$$

Однако диапазон изменения разностной частоты не должен превышать октавы. В противном случае следует использовать систему коммутируемых фильтров. Существенно увеличить $\Delta f_{\text{ПФ}}$ можно используя кольцевые балансные смесители.

Примером реализации ССЧ с несколькими кольцами ФАП является структурная схема синтезатора, представленная на рис. 4.6. Поскольку ССЧ с кольцом ФАП является умножителем частоты f_3 , на рис. 4.6 каждое из колец, выполненное по схеме на рис. 4.3, представлено в виде умножителя с переменным коэффициентом умножения. Кроме того в состав синтезатора включены делители частоты на 10 и СЧ.

Учитывая операции над частотами, осуществляемые в каждом из блоков ССЧ, для частоты сигнала на выходе синтезатора нетрудно получить

$$f_{\text{вых}} = f_3 (0,01N_1 + 0,1N_2 + N_3 + N_4 - N_5),$$

где N_i ($i = 1, 2, \dots, 5$) – коэффициенты деления делителей с переменными коэффициентами деления в каждом из колец ФАП. Если при этом коэффициенты N_i удовлетворяют соотношениям: $N_5 = N_{5\max} - 100k_5$; $N_4 = N_{4\min} + 10k_4$; $N_3 = N_{3\min} + k_3$; $N_2 = N_{2\min} + k_2$; $N_1 = N_{1\min} + k_1$;

$$N_{5\max} = \sum_{i=1}^3 N_{i\min} 10^{i-3} + N_{4\min}, \quad (4.9)$$

где $k_i = 1, 2, \dots, 9$; $N_{i\max}$ и $N_{i\min}$ – максимальное и минимальное значения коэффициента деления в i -м кольце ФАП, то

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{э}} \sum_{i=1}^5 10^{i-3} k_i. \quad (4.10)$$

Как следует из (4.10), в рассматриваемом ССЧ реализован декадный принцип синтеза и установки частоты, а шаг сетки частот $f_{\text{ш}} = 0,01f_{\text{э}}$. Попутно отметим, что дальнейшее уменьшение $f_{\text{ш}}$ может быть получено включением между первой и второй (либо между второй и третьей) секциями (декадами) секции, аналогичной второй. Каждая из дополнительно включаемых декад будет уменьшать $f_{\text{ш}}$ в 10 раз и в 10 раз увеличивать число частот в сетке.

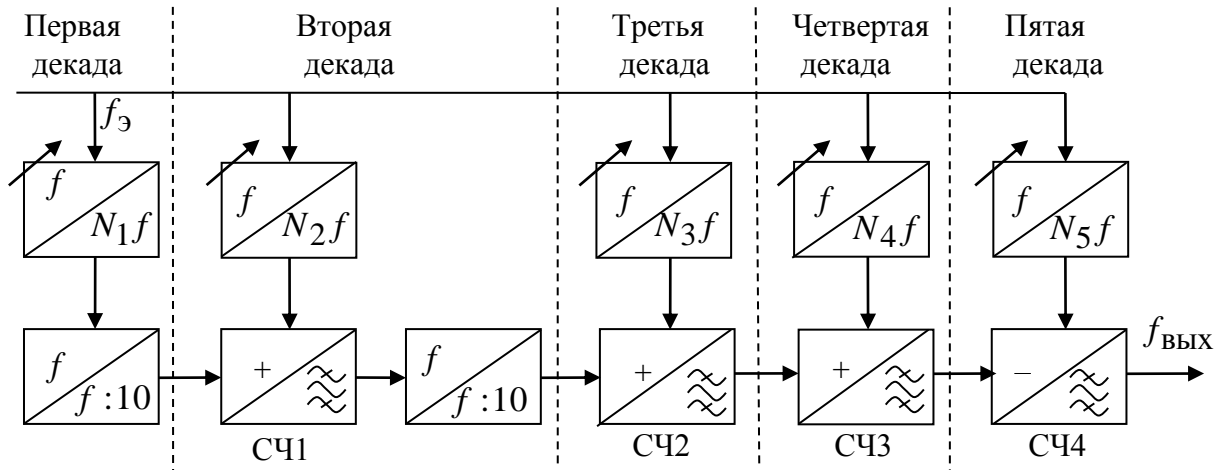


Рис. 4.6

Расчет частотного плана многокольцевого ССЧ рассмотрим на примере схемы (рис. 4.6). Исходными данными являются $f_{\text{вых max}}$ и $f_{\text{ш}} = 10^k$ Гц. Следовательно, известной становится и $f_{\text{э}} = 100f_{\text{ш}}$. Цель расчета – определение значений $N_{5\max}$ и $N_{i\min}$ ($i \leq 4$). Поскольку в последнем (четвертом)

СЧ осуществляется операция вычитания, частоты сигналов на его входах должны отвечать неравенству (4.8), откуда следует, что

$$N_{5\max} \geq \frac{(p_{\min} - 1)f_{\text{вых max}}}{2f_3} + 100k_{5\max}, \quad (4.11)$$

где $k_{5\max}$ – максимальная цифра в старшем разряде при представлении частоты выходного сигнала ССЧ в десятичной системе счисления.

Полоса пропускания фильтра первого сумматора частот должна обеспечивать прохождение сигнала суммарной частоты, но не пропускать любой из его входных сигналов. Для этого необходимо, чтобы минимальное значение суммарной частоты было больше максимального значения частоты сигнала на выходе второго кольца ФАП, т. е. $0,1N_{1\min} + N_{2\min} > N_{2\min} + 9$. Отсюда следует, что

$$N_{1\min} > 90.$$

Аналогичным образом можно получить

$$N_{2\min} > 90 - 0,1N_{1\min}, \quad (4.12)$$

$$N_{3\min} > 90 - 0,1N_{2\min} - 0,01N_{1\min}. \quad (4.13)$$

Попутно отметим, что при выборе $N_{2\min}$ и $N_{3\min}$ следует проверить, какое из неравенств (4.12) или (4.7) и (4.13) или (4.7) будет более жестким.

Для определения $N_{4\min}$ можно использовать неравенство (4.7), согласно которому

$$N_{4\min} > (p_{\min} + 1)(N_{3\min} + 0,1N_{2\min} + 0,01N_{1\min} + 9,99).$$

Необходимо подчеркнуть, что при последовательном вычислении $N_{i\min}$ каждое из полученных значений сразу же перед определением $N_{(i+1)\min}$ следует округлить в большую сторону так, чтобы $N_{5\max}$, рассчитанное по (4.9), было целым числом и выполнялось неравенство (4.11).

Достаточно перспективными могут оказаться комбинированные синтезаторы, в которых ЦВС используется в качестве делителя с переменным коэффициентом деления: ДПКД на рис. 4.3 или ДПКД1 на рис. 4.4. Более того, ЦВС может быть использован в качестве датчика мелкой сетки (например, первых трех декад) в ССЧ с ФАП, представленном на рис. 4.6. При этом частота сравнения может быть существенно увеличена и использоваться также в качестве тактовой частоты в ЦВС. В этом случае требуемый вид модуляции

или манипуляции может быть реализован в ЦВС и перенесен в последующих декадах в выходной сигнал всего устройства.

4.3. Способы формирования модулированных сигналов в синтезаторах с ФАП

Амплитудная модуляция и манипуляция, различные виды однополосной модуляции осуществляются в формирователе информационного сигнала, не входящем в состав ССЧ с ФАП, угловая же (фазовая или частотная) модуляция или манипуляция, как правило, осуществляется в тракте синтезатора. Известные устройства для осуществления фазовой и частотной модуляций обычно обладают высокой линейностью модуляционных характеристик лишь при малых индексах модуляции и малой девиации частоты. Для получения больших индексов модуляции и девиации частоты используют последующее умножение частоты. Осуществление угловой модуляции в тракте цифрового ССЧ с ФАП, являющегося умножителем эталонной частоты f_{Σ} , позволяет непосредственно получить требуемую глубину модуляции. Угловая модуляция в этом случае не сопровождается изменением номинального значения несущей частоты.

Модулирующее напряжение в кольцо ФАП можно подавать на РЭ ГУН, суммируя его с выходным напряжением ИФД, на фазовый модулятор (ФМ), включаемый перед ИФД в цепь подачи опорного колебания (в этом случае удастся реализовать значения индекса модуляции, существенно превышающие 1), или одновременно на РЭ и ФМ.

Соотношение

$$\Psi_{\text{вых}} = u_y \frac{S_{\text{ГУН}}}{j\Omega + (1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}} \dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)}$$

определяет коэффициент преобразования амплитуды гармонического напряжения u_y на входе ГУН в амплитуду изменения фазы (индекс модуляции) выходного колебания – $\Psi_{\text{вых}}$. При этом амплитуда отклонения (девиация) частоты выходного колебания составит:

$$\Delta\omega_{\text{вых}} = u_y \frac{S_{\text{ГУН}}j\Omega}{j\Omega + (1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}} \dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)}.$$

Из последнего соотношения следует, что при $(1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}} \times K_{\text{у.ф}}(j\Omega_{\min}) \ll \Omega_{\min}$, где Ω_{\min} – минимальная частота модулирующего сигнала, можно считать $\Delta\omega_{\text{вых}} = u_y S_{\text{ГУН}}$, т. е. наблюдается практически неискаженная частотная модуляция. Если же надо получить неискаженную фазовую модуляцию, то модулирующее напряжение u_y следует подавать на РЭ через дифференциатор.

Из формулы (4.6) следует, что при $(1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}} \times K_{\text{у.ф}}(j\Omega_{\min}) \gg \Omega_{\max}$, где Ω_{\max} – максимальная частота модулирующего сигнала, коэффициент передачи отклонений фазы опорного колебания не зависит от Ω . Следовательно, для получения практически неискаженной фазовой модуляции модулирующее напряжение u_y надо подавать на ФМ непосредственно, а для получения частотной модуляции – через интегратор.

Подавая модулирующее напряжение одновременно на РЭ и ФМ, удастся получить неискаженную угловую модуляцию, если $(1/N_d)S_{\text{ФД}}S_{\text{ГУН}}K_{\text{у.ф}}(j\Omega)$ лежит в области между частотами Ω_{\min} и Ω_{\max} .

Простейший способ обеспечить частотное телеграфирование в пассивном цифровом синтезаторе состоит в том, чтобы поочередно формировать в ССЧ колебания с двумя частотами, смещенными на одинаковые интервалы относительно несущей частоты. Однако при таком решении переход с одной частоты на другую сопровождается разрывом фазы, что приводит к недопустимо большому уровню внеполосных составляющих в спектре выходного напряжения.

Лучшим решением является использование ССЧ с кольцом ФАП и ДПКД, коэффициент деления которого изменяется в зависимости от того, какая из двух частот должна быть получена. Инерционность ГУН обеспечивает при этом отсутствие разрыва фазы, но из-за быстрого (почти скачкообразного) перехода с одной частоты на другую уровень внеполосных составляющих спектра, хотя и меньший, остается все еще недопустимо большим.

Дальнейшее снижение уровня внеполосных спектральных составляющих достигается ступенчатым переходом с одной частоты на другую. Восьми ступеней достаточно, чтобы уровень внеполосных составляющих удовлетворял международным нормам [5]. Такой многоступенчатый переход можно достаточно просто осуществить и с помощью кольца ФАП с ДПКД. Включение

ФНЧ, сглаживающего фронты напряжения, поступающего с выхода ИФД, также позволяет снизить уровень импульсных составляющих. Однако при этом, как правило, увеличивается время смены рабочих частот синтезатора.

При фазовом телеграфировании частота колебаний, излучаемых передатчиком, не изменяется, а в соответствии с первичным сигналом изменяется их фаза, как правило, на π .

Простейший способ обеспечить изменение фазы выходных колебаний возбуждителя на π состоит в том, чтобы сформировать в формирователе информационного сигнала с помощью фазоинвертора 2 колебания с частотой $f_{\text{вых}}$, сдвинутых по фазе друг относительно друга на π , и с помощью электронного ключа подавать на выход нужное из них. При этом фаза изменяется скачком, в результате чего уровень внеполосных спектральных составляющих значительно превышает допустимый. Для его снижения необходимо изменять фазу плавно.

Устройство, плавно изменяющее фазу выходного колебания, может быть реализовано на основе ГУН, охваченного кольцом ФАП с ДПКД. Для получения при манипуляции линейного изменения начальной фазы за время фронта $\tau_{\text{ф}}$ и время спада $\tau_{\text{с}}$ модулирующих импульсов надо так управлять коэффициентом деления ДПКД, чтобы на интервалах $\tau_{\text{ф}}$ и $\tau_{\text{с}}$ частота ГУН равнялась, соответственно, $f_{\text{вых}} + \Delta f_1$ и $f_{\text{вых}} - \Delta f_2$, где $\Delta f_1 = 1/(2\tau_{\text{ф}})$ и $\Delta f_2 = 1/(2\tau_{\text{с}})$, а во все остальное время – $f_{\text{вых}}$. Однако, поскольку синхронизация колебаний ГУН с колебаниями опорного генератора осуществляется в кольце ФАП с точностью до малых отклонений фазы, ее изменение, достигнутое на интервалах $\tau_{\text{ф}}$ и $\tau_{\text{с}}$, после короткого переходного процесса будет устранено и начальная фаза вновь установится такой же, как и до начала формирования фронта или спада.

Преодолеть отмеченное затруднение можно, изменяя фазу выходного колебания ГУН на интервалах $\tau_{\text{ф}}$ и $\tau_{\text{с}}$ не на π , а на 2π с последующим делением частоты сигнала на выходе ССЧ на 2. В результате будет сформировано колебание с частотой вдвое ниже частоты ГУН и с изменением фазы на интервалах $\tau_{\text{ф}}$ и $\tau_{\text{с}}$ на π . Фазу колебания во время фронта и спада, как и ранее, можно менять соответствующей установкой коэффициента деления ДПКД на время $\tau_{\text{ф}}$ и $\tau_{\text{с}}$.

Список литературы

1. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. О. В. Алексеева. М.: Радио и связь, 1987.
2. Соловьев А. А. Автогенераторы гармонических колебаний и синтезаторы частоты (основы теории и расчета): Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2000.
3. Генераторы высоких и сверхвысоких частот: Учеб. пособие / О. В. Алексеев, А. А. Головков, А. В. Митрофанов и др. М.: Высш. шк., 2003.
4. Альбац М. Е. Справочник по расчету фильтров и линий задержки. М.: Госэнергоиздат, 1963.
5. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов: Учеб. пособие / Под ред. В. Н. Кулешова и Н. Н. Удалова. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.
6. Шапиро Д. Н., Паин А. А. Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981.

Приложения

1. Параметры мощных биполярных транзисторов

Тип	$u_{к,доп}$	$i_{кмдоп}$	$I_{к0доп}$	f_T	β_0	$L_э$	$L_б$	$L_к$	$C_к$	$r_б$	$r_{нас}$	$R_{т.п-к}$	$t_{п,доп}$
2Т912А	70	—	20,0	100	30	5,0	5,0	5,0	200	0,5	1,2	1,66	150
2Т922В	65	9,0	3,0	350	80	0,9	2,4	2,4	60	0,5	1,0	3,0	160
2Т925В	36	8,5	3,3	1000	80	1,0	2,4	2,4	45	—	0,4	4,40	150
2Т930Б	50	—	10,0	900	55	0,2	1,4	1,6	145	—	0,5	1,0	160
2Т931А	60	—	15,0	400	50	0,3	1,5	1,6	200	—	0,3	0,80	160
2Т950А	40	—	10,0	250	55	2,1	2,3	4,0	145	—	0,4	1,25	200
2Т950Б	65	—	7,0	120	55	2,1	2,3	4,0	165	—	1,0	1,75	200
2Т956А	100	—	15,0	150	40	2,8	2,8	2,6	370	—	0,5	1,68	200
2Т957А	100	—	20,0	110	40	1,4	2,2	2,0	520	—	0,3	1,68	200
2Т958А	36	—	10,0	660	130	0,4	0,6	1,6	140	—	0,5	1,40	160
2Т960А	36	—	7,0	1050	—	0,4	0,5	1,6	90	—	0,3	1,75	160
2Т964А	80	—	10,0	225	30	2,8	1,9	1,6	255	—	1,0	0,75	200
2Т967А	36	—	15,0	220	55	2,0	2,2	2,2	350	—	0,1	1,70	200
2Т971А	50	—	17,0	390	—	0,2	0,6	0,1	65	—	0,2	0,60	160
2Т980А	100	—	10,0	210	38	1,6	1,9	2,8	300	—	0,5	0,57	200

Параметры транзисторов: $u_{к,доп}$, $i_{кмдоп}$, $I_{к0доп}$, $t_{п,доп}$ – максимально допустимые значения напряжения между коллектором и эмиттером, В, амплитуды импульса и постоянной составляющей коллекторного тока, А, температуры перехода, °С; f_T – граничная частота, МГц; $\beta_0 = h_{210э}$ – низкочастотное значение коэффициента передачи по току в схеме с общим эмиттером; $L_э$, $L_б$, $L_к$ – индуктивности выводов транзистора, нГн; $C_к$ – суммарная емкость коллекторного перехода, пФ; $r_б$ – сопротивление тела базы, Ом; $r_{нас}$ – сопротивление насыщения коллекторного перехода, Ом; $R_{т.п-к}$ – тепловое сопротивление участка переход – корпус транзистора, °С/Вт. Для f_T и β_0 приведены усредненные значения.

2. Параметры мощных полевых (МДП) транзисторов

Тип	Тестируемый изготовителем режим $E_{си} / P_{вых} / f$	S , А/В	E_0 , В	$S_{гр}$, А/В	$R_{t,п-к}$, °С/Вт	Емкости, пФ $C_{зи} / C_{си} / C_{зс}$	Предельные напряжения, В $U_{си} / U_{зи}$
2П821А	28 В/ 5 Вт/ 175 МГц	0,18	1,0...6,0	—	7,0	16 / 14 / 1,8	65 / ±20
2П821Б	28 В/ 30 Вт/ 175 МГц	1,2	1,0...6,0	—	2,6	83 / 62 / 8	65 / ±20
2П979А	28 В/ 60 Вт/ 230 МГц	2,0	2,0...6,0	—	1,45	105 / 90 / 15	65 / ±20
2П979Б	28 В/ 150 Вт/ 230 МГц	2,9	2,0...6,0	—	0,88	225 / 185 / 30	65 / ±20
ARF1505	300 В/ 750 Вт/ 40 МГц	6	3,0...5,0	1	0,1 + 0,06	5400 / 300 / 125	1200 / ±30
BLF145	28 В/ 30 Вт/ 28 МГц	1,2	2,0...4,5	—	2,6 + 0,3	125 / 75 / 7	65 / ±20
BLF175	50 В/ 30 Вт/ 108 МГц	1,6	2,0...4,5	—	2,6 + 0,3	130 / 36 / 3,7	125 / ±20
BLF177	50 В/ 150 Вт/ 108 МГц	6,2	2,0...4,5	—	0,8 + 0,2	480 / 190 / 14	125 / ±20
MRF157	50 В/ 600 Вт/ 80 МГц	24	1,0...5,0	—	0,13	1800 / 750 / 75	125 / ±40
SD3931	100 В/ 175 Вт/ 150 МГц	2,5	1,5...4,0	3,3...4	0,45	500 / 134 / 6	250 / ±20
SD3933	100 В/ 350 Вт/ 30 МГц	8,0	1,5...4,0	—	0,27	1000 / 265 / 13	250 / ±20
VRF141	28 В/ 150 Вт/ 175 МГц	5,0	2,9...4,4	4	0,6	400 / 375 / 50	80 / ±40
VRF148А	50 В/ 30 Вт/ 175 МГц	0,8	2,9...4,4	4	1,52	160 / 40 / 2,6	170 / ±40
VRF150	50 В/ 150 Вт/ 150 МГц	4,5	2,9...4,4	1	0,6	420 / 210 / 35	170 / ±40
VRF151	50 В/ 150 Вт/ 175 МГц	5,0	2,9...4,4	1	0,6	375 / 200 / 12	170 / ±40
VRF152	50 В/ 150 Вт/ 175 МГц	6,2	2,9...4,4	3	0,6	383 / 215 / 20	130 / ±40
VRF154FL	50 В/ 600 Вт/ 80 МГц	16	2,9...4,4	10	0,13	1750 / 775 / 135	170 / ±40
VRF157FL	50 В/ 600 Вт/ 80 МГц	16	2,9...4,4	10	0,13	1580 / 810 / 65	170 / ±40
VRF2933	50 В/ 300 Вт/ 150 МГц	8	2,9...4,4	5	0,27	740 / 400 / 32	170 / ±40
Транзисторные сборки: в одном корпусе два транзистора с общим выводом от истоков							
2П819А	28 В/ 300 Вт/ 230 МГц	—	—	—	—	530 / 310 / 15	60 / ±20
2П826АС	50 В/ 600 Вт/ 30 МГц	—	—	—	—	1950 / 850 / 75	125 / ±40
ARF473	165 В/ 300 Вт/ 150 МГц	6	3,0...5,0	—	0,15	830 / 130 / 7	500 / ±30

ARF475FL	165 В/ 300 Вт/150 МГц	3,6	2,9...4,0	1	–	1600 / 200 / 12	500 / ± 30
BLF278	50 В/ 150 Вт/ 108 МГц	6,2	2,0...4,5	–	0,35 + 0,15	480 / 190 / 14	125 / ± 20
BLF369	32 В/ 500 Вт/ 225 МГц	15	4,0...5,5	–	0,26 + 0,09	400 / 230 / 15	65 / 13
BLF574	50 В/ 500 Вт/ 225 МГц	17	1,35...2,35	–	0,23	204 / 72 / 1,5	110/ - 0,5 +1
D5028UK	50 В/ 150 Вт/175 МГц	4,8	1,0...7,0	–	0,4	360 / 150 / 9	125 / ± 20
D5029UK	50 В/ 175 Вт/175 МГц	5,6	1,0...7,0	–	0,4	420 / 175 / 10,5	125 / ± 20
D5030UK	50 В/ 200 Вт/175 МГц	6,4	1,0...7,0	2	0,3	480 / 200 / 12	125 / ± 20
D5050UK	50 В/ 300 Вт/ 30 МГц	9,6	1,0...7,0	–	0,35	720 / 300 / 18	125 / ± 20
SD3932	100 В/ 175 Вт/150 МГц	2,5	1,5...4,0	3,3...4	0,45	500 / 134 / 6	250 / ± 20
VRF151G	50 В/ 300 Вт/175 МГц	5,0	2,9...4,4	5	0,35	375 / 200 /12	170 / ± 40
Транзисторные сборки: в одном корпусе четыре транзистора, соединенных по мостовой схеме							
ARF1510	400 В/ 750 Вт/ 40 МГц	4	3,0...5,0	–	0,1 + 0,06	1200 / 100 / 20	1000 / ± 30
ARF1511	380 В/ 750 Вт/ 40 МГц	5,5	3,0...5,0	–	0,1 + 0,06	1200 / 150 / 60	500 / ± 30

Параметры транзисторов: $E_{\text{си}}$ – напряжение питания между электродами транзистора; $U_{\text{си}}/U_{\text{зи}}$ – максимально допустимые значения кратковременных (импульсных) напряжений между электродами транзистора; E_0 – напряжение приведения передаточных характеристик; S – крутизна передаточной характеристики; $S_{\text{гр}}$ – крутизна линии граничного режима; $C_{\text{зи}}/C_{\text{си}}/C_{\text{зс}}$ – междуэлектродные емкости, пФ; $R_{\text{т,п-к}}$ – тепловое сопротивление.

3. Основные параметры низкоомных радиочастотных кабелей

Марка	W , Ом	$U_{\text{доп}}$, В	$I_{\text{доп}}$, А	a , мм	b , мм	$R_{\text{изг}}$, мм
РП- 3-3-11	3,2	18	6	4,20	1,20	3,0
РП- 3-5-11	3,2	25	8	5,70	1,20	3,0
РП- 3-7-11	3,2	25	11	8,60	1,30	3,0
РП- 4-5-11	4,7	35	8	5,70	1,20	3,0
РП- 4-7-11	4,7	50	11	8,60	1,30	3,0
РП- 6-5-12	6,3	50	8	5,70	1,20	3,0
РП- 6-7-11	6,3	68	11	8,60	1,50	3,0
РП- 9-5-11	9,4	72	8	5,70	1,30	3,0
РП- 9-7-11	9,4	100	11	8,60	1,60	3,0
РП-12-5-11	12,5	100	8	5,70	1,40	3,0
РП-18-5-11	18,8	145	8	5,70	1,70	3,0
РП-30-5-11	30,0	170	8	5,70	1,70	3,0
КВФ-12	12,5	—	—	3,86	1,67	5,0
КВФ-19	19,0	—	—	2,80	1,80	5,0
КВФ-25	25,0	—	—	2,49	—	5,0
КВФ-37	37,5	—	—	2,56	—	5,0

Примечание. W – волновое сопротивление; $U_{\text{доп}}$, $I_{\text{доп}}$ – максимально допустимые значения напряжения и тока (на частоте 1,76 МГц); a , b , $R_{\text{изг}}$ – ширина (диаметр), толщина, минимальный радиус изгиба соответственно.

Оглавление

1. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ	3
1.1. Выбор транзистора и режима его работы в автогенераторе	3
1.2. Основы расчета транзисторного автогенератора	7
1.3. Особенности проектирования кварцевых автогенераторов	12
2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ	28
2.1. Конструктивное выполнение мощных усилителей	28
2.2. Расчет выходной цепи усилителя	30
2.3. Расчет входной цепи усилителя на биполярных транзисторах	38
2.4. Расчет входной цепи усилителя на МДП-транзисторах	44
3. БЛОК КОММУТИРУЕМЫХ ФИЛЬТРОВ.....	50
4. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ	56
4.1. Пассивные цифровые синтезаторы	59
4.2. Цифровые синтезаторы с ФАП.....	64
4.3. Способы формирования модулированных сигналов в синтезаторах с ФАП	75
Список литературы	78
Приложения	79
1. Параметры мощных биполярных транзисторов	79
2. Параметры мощных полевых (МДП) транзисторов	80
3. Основные параметры низкоомных радиочастотных кабелей	1

Митрофанов Александр Васильевич, Полевой Валентин Васильевич,
Сафин Вадим Гараевич, Соловьев Анатолий Антонович

Устройства генерирования и формирования радиосигналов

Учебное пособие

Редактор Э. К. Долгатов

Подписано в печать . Формат 60×84 ¹/₁₆. Бумага офсетная.

Печать офсетная. Гарнитура "Times New Roman". Печ. л. 5,0.

Тираж 70 экз. Заказ

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5