

РАСЧЕТ ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ УКВ ДИАПАЗОНА

(Радио. – 2005. – № 5. – С. 64–66)

Александр Титов

E-mail: titov_aa@rk.tusur.ru

Рассмотрены принципы построения, особенности проектирования и методики расчета элементов схем выходных каскадов полосовых усилителей мощности передатчиков систем радиосвязи на биполярных СВЧ транзисторах. Приводится пример расчета и результаты эксперимента.

Известные методы проектирования полосовых усилителей мощности (ПУМ) передатчиков систем радиосвязи [1, 2] предназначены для специалистов и отличаются достаточной сложностью, что затрудняет их использование в радиолюбительской практике. Приведенные в радиолюбительских журналах [3, 4] описания особенностей изготовления и настройки ПУМ не позволяют осуществлять разработку таких усилителей по заданным требованиям.

Предлагаемая статья предназначена для устранения указанного недостатка и содержит описание последовательности шагов по разработке выходных каскадов ПУМ с требуемыми характеристиками и методик расчета элементов схем этих каскадов, реализуемых на биполярных СВЧ транзисторах.

Исходные предпосылки.

При разработке выходных каскадов ПУМ основными являются требования получения максимальной выходной мощности в нагрузке, максимального КПД и максимального коэффициента усиления в заданной полосе рабочих частот [1, 2]. Указанные требования обуславливают выбор структуры каскадов и режимов их работы. Транзисторы выходных каскадов ПУМ работают, как правило, в режиме с отсечкой коллекторного тока с использованием стабилизаторов напряжения базового смещения. Формирование амплитудно-частотных характеристик ПУМ осуществляется с помощью корректирующих цепей (КЦ), устанавливаемых между выходными каскадами. Оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора, на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом [1]. Поэтому при работе ПУМ на стандартный антенно-волноводный тракт с сопротивлением R_h равным 50 или 75 Ом между выходным транзистором ПУМ и входом антенно-волноводного тракта устанавливается трансформатор сопротивлений, обеспечивающий реализацию оптимального сопротивления нагрузки выходного транзистора R_{opt} . Исходя из вышесказанного, функциональная схема выходных каскадов ПУМ может быть представлена в виде, приведенном на рис. 1.

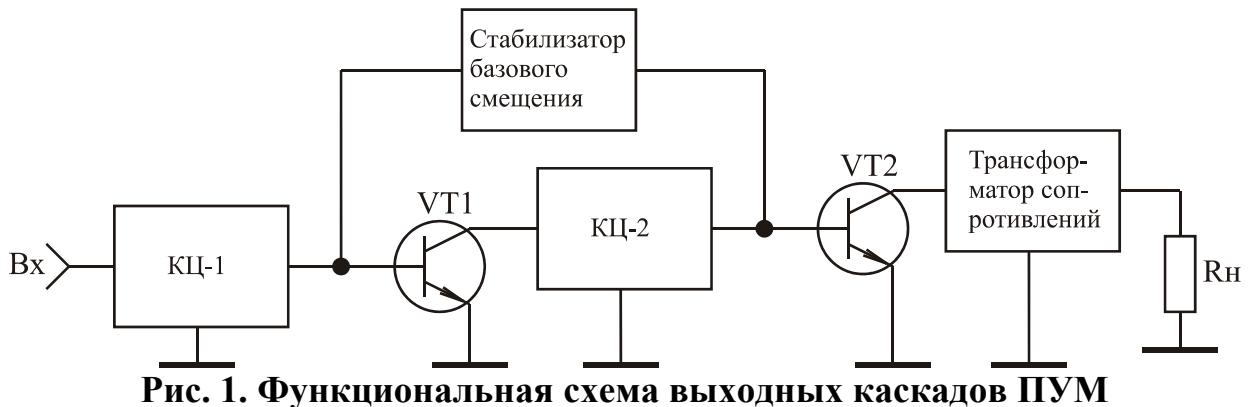


Рис. 1. Функциональная схема выходных каскадов ПУМ

Используемые в настоящее время методы проектирования ПУМ передатчиков систем радиосвязи диапазона метровых и дециметровых волн основаны на применении однонаправленной модели мощных биполярных транзисторов [5, 6]. Согласно этой модели входной и выходной импедансы транзистора описываются RC- и RL-цепями (рис. 2), а его коэффициент усиления по мощности в режиме двухстороннего согласования падает с ростом частоты со скоростью 6 дБ на октаву, то есть выражается формулой [5, 6]:

$$G_{\text{ном}}(f) = f_{\text{mag}}^2 / f^2, \quad (1)$$

где f_{mag} – частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице; f – текущая частота.

Значение f_{mag} рассчитывается по справочным данным транзистора по формуле: $f_{\text{mag}} = f_{\text{вч}} \sqrt{G_{\text{ном}}(f_{\text{вч}})}$, где $G_{\text{ном}}(f_{\text{вч}})$ – коэффициент усиления по мощности на высокой частоте, равной $f_{\text{вч}}$, справочная величина [7]; $f_{\text{вч}}$ – частота, на которой проводилось измерение $G_{\text{ном}}(f_{\text{вч}})$, справочная величина.

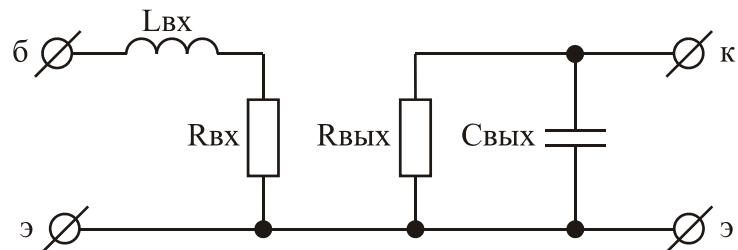


Рис. 2. Однонаправленная модель транзистора

Формула (1) и однонаправленная модель (рис. 2) справедливы для области рабочих частот выше $f_{\beta} = f_{\text{т}} / \beta_0$ [6], где β_0 – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером, справочная величина; $f_{\text{т}}$ – граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером, справочная величина.

Значения элементов однонаправленной модели биполярного транзистора, представленной на рис. 2, могут быть рассчитаны по формулам [8]:

$$L_{\hat{a}\delta} = L_a + L_y;$$

$$R_{\hat{a}\delta} = r_a;$$

$$C_{\text{вых}} = C_k;$$

$$R_{\text{вых}} = U_{k\delta, \text{max}} / I_{k, \text{max}},$$

где L_b, L_δ – индуктивности выводов базы и эмиттера, справочная величина;
 C_k – емкость коллекторного перехода, справочная величина;
 $r_b = \tau_{oc} / C_k$ – сопротивление базы;
 τ_{oc} – постоянная времени цепи обратной связи, справочная величина;
 $U_{k\delta, \text{max}}, I_{k, \text{max}}$ – максимально допустимые постоянное напряжение коллектор-эмиттер и постоянный ток коллектора, справочные величины.

Используемые в настоящее время схемные решения построения корректирующих цепей, трансформаторов сопротивлений и стабилизаторов напряжения базового смещения ПУМ отличаются большим многообразием [1-5, 9-11]. Многолетние исследования автора по разработке ПУМ показывают, что наиболее эффективными и простыми являются схемные решения указанных устройств, использованных в принципиальной схеме выходного и предоконечного каскадов ПУМ, приведенных на рис. 3.

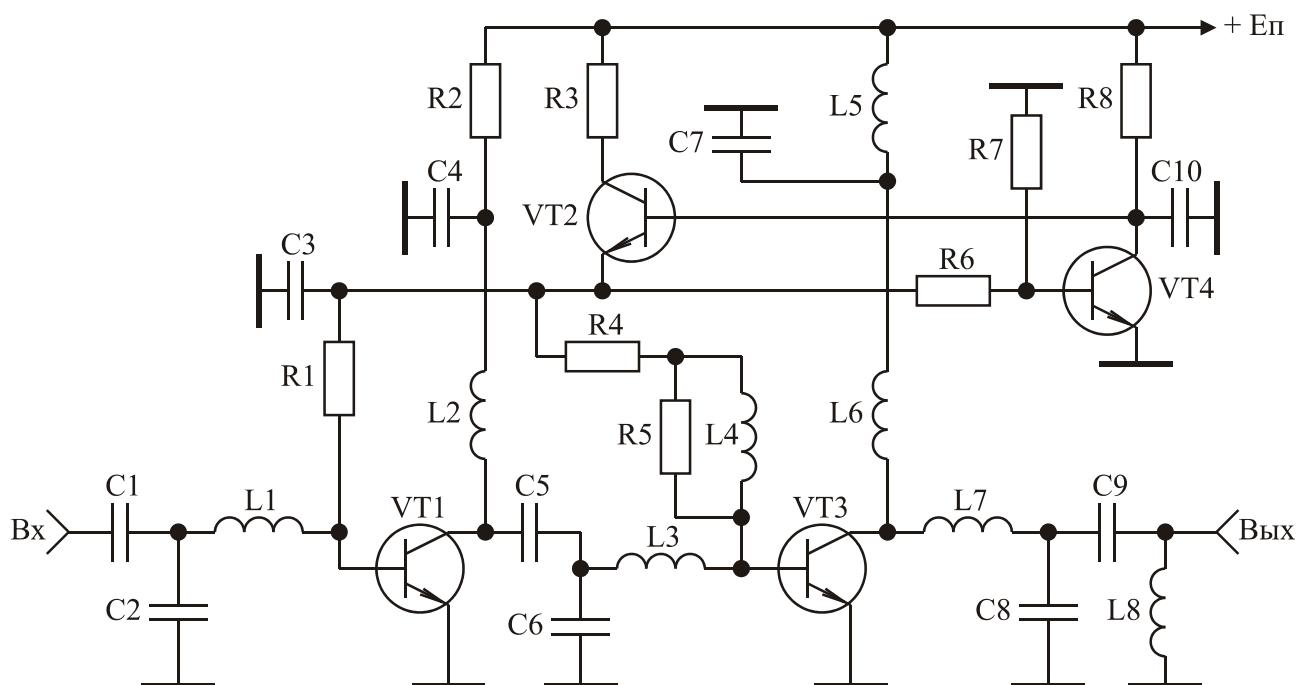


Рис. 3. Принципиальная схема выходного и предоконечного каскадов ПУМ

На рис. 3 элементы C_1, C_2, L_1 формируют КЦ-1, элементы C_5, C_6, L_3 формируют КЦ-2, элементы L_7, C_8, C_9, L_8 формируют выходной трансформатор сопротивлений, стабилизатор напряжения базового смещения выполнен на транзисторах VT_2 и VT_4 .

Расчет элементов стабилизатора напряжения базового смещения.

Стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT2 и VT4 используется для стабилизации угла отсечки транзисторов VT1 и VT3 усилителя при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры основания усилителя, на котором устанавливаются эти транзисторы [3, 4]. Кроме того, применение стабилизатора напряжения базового смещения позволяет осуществлять линеаризацию начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя [11].

В известной литературе нет описания методики расчета элементов рассматриваемого стабилизатора. В этой связи предлагаются следующая методика их расчета.

Вначале по требуемой выходной мощности и заданному частотному диапазону разрабатываемого усилителя выбираются транзисторы VT1 и VT3.

Напряжение источника питания E_{π} усилителя (рис. 3) следует выбирать равным напряжению, рекомендованному в справочной литературе для выбранных транзисторов VT1 и VT3 [7]. В этом случае оптимальное сопротивление нагрузки транзистора VT3, на которое он отдает максимальную мощность, определяется из соотношения [1, 2, 12]:

$$R_{\text{опт}} = (E_{\pi} - U_{\text{ост}})^2 / 2P_{\text{вых. max}}, \quad (2)$$

где $P_{\text{вых. max}}$ – максимальное значение выходной мощности, отдаваемой транзистором, справочная величина [7];

$U_{\text{ост}}$ – остаточное напряжение, составляющее 0,5...2 В [7].

Максимальное значение постоянной составляющей тока коллектора $I_{\text{ком}}$ транзистора VT3, с учетом вышесказанного, равно:

$$I_{\text{ком}} = (E_{\pi} - U_{\text{ост}}) / R_{\text{опт}}, \quad (3)$$

а максимальное значение тока базы определяются по формуле:

$$I_{\text{бт}} = I_{\text{ком}} / \beta_0, \quad (4)$$

где β_0 – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзистора VT3.

Коллекторный ток транзистора VT2 является суммой базовых токов транзисторов VT1 и VT3. Однако базовый ток транзистора VT1 много меньше базового тока транзистора VT3 и им можно пренебречь.

При максимальном значении тока $I_{\text{бт}}$ напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 минимально U_{min2} и для его стабильной работы должно быть не менее пяти вольт. Поэтому величина резистора R3 рассчитывается из соотношения:

$$R3 \leq (E_{\pi} - U_{\text{min2}} - U_{\text{бэ}}) / I_{\text{бт}}, \quad (5)$$

где $U_{\text{min2}} = 5$ В;

$U_{\text{бэ}} = 0,7$ В – напряжение на переходе база-эмиттер транзистора VT3 в точке покоя.

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT2, равна величине:

$$P_{\text{pac2}} = E_{\text{п}}^2 / 4R_3, \quad (6)$$

а максимальные значения напряжения коллектор-эмиттер $U_{\text{кэmax2}}$ и тока коллектора I_{kmax2} равны:

$$U_{\text{кэmax2}} = E_{\text{п}}; I_{\text{kmax2}} = E_{\text{п}} / R_3. \quad (7)$$

Соотношения (6), (7) используются для выбора транзистора VT2, который желательно выбирать низкочастотным для исключения возможности само-возбуждения схемы. Как правило, транзистор VT4 выбирается того же типа, что и транзистор VT2, так как в этом случае облегчается настройка стабилизатора напряжения базового смещения.

Известно [13], что при заданном токе базы коллекторный ток транзистора растет с ростом напряжения коллектор-эмиттер. В каскаде, работающем в режиме с отсечкой коллекторного тока, увеличение амплитуды входного воздействия приводит к увеличению напряжения коллектор-эмиттер, при котором происходит открывание транзистора [1]. Поэтому в случае неизменного базового смещения угол отсечки будет увеличиваться с увеличением амплитуды входного воздействия, что может вызвать выгорание транзистора. С целью устранения указанного недостатка в схему введены резисторы R1 и R4. С увеличением напряжения коллектор-эмиттер транзисторов VT1 и VT3, при котором происходит их открывание, растут и постоянные составляющие их базовых токов. Падение напряжения на резисторах R1 и R4 увеличивается, в результате чего происходит стабилизация угла отсечки с изменением амплитуды входного воздействия. Величина сопротивления резисторов R1 и R4 может быть рассчитана по эмпирическому выражению:

$$R [\text{Ом}] = 30 / I_{\text{kдоп}} [\text{А}], \quad (8)$$

где $I_{\text{kдоп}}$ – максимально допустимый ток коллектора транзистора VT1 или VT3 в амперах, справочная величина.

Резистор R6 стоит в цепи обратной связи, слабо влияет на работу схемы стабилизатора и его величина может быть выбрана в пределах 30...70 Ом.

Требуемый угол отсечки токов коллекторов транзисторов VT1 и VT3 устанавливается подбором номинала резистора R7, стоящего в цепи базы транзистора VT4. При отсутствии резистора R7 коллекторные токи транзисторов VT1 и VT3 в режиме молчания составляют несколько миллиампер. При подключении R7 напряжение на базе транзистора VT4 уменьшается, что приводит к увеличению его сопротивления. Напряжение на базе транзистора VT2 возрастает, и увеличиваются токи коллекторов транзисторов VT1 и VT3 в режиме молчания. Получить расчетные соотношения для выбора величины сопротивления резистора R7 затруднительно. На основе экспериментальных исследований различных схемных решений построения полосовых усилителей мощности [11, 14, 15] установлено, что для линеаризации начального участка их амплитудных характеристик величину сопротивления резистора R7 необходимо выбирать в пределах 100...500 Ом.

При отсутствии резистора R7 с помощью выбора величины резистора R8 устанавливаются коллекторные токи транзисторов VT1 и VT3 в режиме молчания.

ния. При увеличении величины резистора R8 коллекторные токи в режиме молчания уменьшаются и наоборот. Для возможности линеаризации амплитудной характеристики усилителя эти токи следует выбирать равными 10...50 мА. Это соответствует выбору R8 в пределах 1...3 кОм.

Индуктивность L4 устраниет шунтирующее действие низкоомного сопротивления R4, включенного параллельно входному сопротивлению транзистора VT3, и может быть выбрана из условия:

$$L4 \text{ [мкГн]} \geq 20/f_{cp} \text{ [МГц]}, \quad (9)$$

где $f_{cp} = (f_B + f_H)/2$ – средняя частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя в мегагерцах;
 f_B, f_H – верхняя и нижняя граничные частоты разрабатываемого усилителя.

Резистор R5 повышает устойчивость усилителя и выбирается равным 24...30 Ом.

Расчет трансформатора сопротивлений

Традиционно трансформаторы сопротивлений выполняются в виде фильтров нижних частот [1–4]. Это во многом обусловлено наличием разработанной методики расчета таких трансформаторов, основанной на использовании таблиц нормированных значений элементов [16]. Недостатком этих трансформаторов является значительное увеличение их коэффициента стоячей волны (КСВ) по входу при увеличении коэффициента трансформации K_{tr} и относительной полосы рабочих частот $W = f_B/f_H$.

Указанный недостаток в значительной степени устраняется благодаря использованию трансформатора приведенного на рис. 3, выполненного в виде полосового фильтра и состоящего из элементов L7, C8, C9, L8. Это достигается благодаря увеличению его коэффициента отражения вне полосы рабочих частот. Однако отсутствие методики расчета указанного трансформатора затрудняет его применение.

В таблице 1 приведены результаты вычислений нормированных относительно средней круговой частоты полосы пропускания разрабатываемого усилителя $\omega_{cp} = 2\pi f_{cp}$ и сопротивления антенно-волноводного тракта R_H значения элементов L7, C8, C9, L8.

Таблица 1. – Нормированные значения элементов трансформатора

K_{tp}	Параметр	W=1.3	W=1.5	W=1.7	W=2	W=3
2	L7 _H	0.451	0.45	0.447	0.452	0.447
	C8 _H	0.709	0.739	0.785	0.733	0.879
	C9 _H	1.553	1.583	1.628	1.719	2.119
	L8 _H	2.098	2.073	2.038	2.148	2.156
	KCB	1.017	1.02	1.025	1.036	1.082
3	L7 _H	0.404	0.398	0.389	0.394	0.359
	C8 _H	1.055	1.131	1.19	1.154	1.505
	C9 _H	1.465	1.519	1.571	1.665	2.302
	L8 _H	1.661	1.626	1.588	1.619	1.502
	KCB	1.018	1.026	1.036	1.054	1.17
4	L7 _H	0.33	0.338	0.325	0.323	0.286
	C8 _H	1.634	1.581	1.704	1.78	2.166
	C9 _H	1.461	1.515	1.597	1.763	2.55
	L8 _H	1.325	1.351	1.303	1.296	1.151
	KCB	1.02	1.03	1.049	1.076	1.26
6	L7 _H	0.271	0.268	0.252	0.261	0.219
	C8 _H	2.265	2.315	2.581	2.454	3.122
	C9 _H	1.499	1.573	1.711	1.849	3.004
	L8 _H	1.131	1.115	1.052	1.061	0.873
	KCB	1.023	1.038	1.068	1.12	1.41
8	L7 _H	0.226	0.228	0.211	0.201	0.172
	C8 _H	2.967	2.947	3.309	3.548	4.207
	C9 _H	1.556	1.638	1.807	2.069	3.605
	L8 _H	1.000	0.992	0.924	0.861	0.689
	KCB	1.026	1.045	1.083	1.15	1.52
10	L7 _H	0.200	0.200	0.184	0.172	0.155
	C8 _H	3.491	3.533	3.969	4.307	4.725
	C9 _H	1.599	1.702	1.893	2.209	3.862
	L8 _H	0.929	0.911	0.841	0.769	0.628
	KCB	1.028	1.056	1.1	1.19	1.93
15	L7 _H	0.153	0.151	0.135	0.126	0.117
	C8 _H	4.960	5.071	5.791	6.308	6.545
	C9 _H	1.722	1.86	2.135	2.611	5.056
	L8 _H	0.798	0.768	0.689	0.608	0.474
	KCB	1.032	1.067	1.13	1.31	232
20	L7 _H	0.129	0.117	0.103	0.097	0.095
	C8 _H	6.091	6.915	8.027	8.600	8.281
	C9 _H	1.808	2.04	2.426	3.113	6.262
	L8 _H	0.731	0.663	0.577	0.492	0.367
	KCB	1.036	1.087	1.18	1.47	2.62

Расчеты сделаны по методике описанной в [17] для коэффициента трансформации лежащего в пределах $K_{tr}=2\dots20$ и для относительной полосы рабочих частот лежащей в пределах $W=1,3\dots3$. Здесь же даны значения КСВ трансформатора по входу, соответствующие заданным значениям K_{tr} и W .

Сравнение характеристик рассматриваемого трансформатора (см. таблицу 1) и характеристик трансформатора выполненного в виде фильтра нижних частот [16], показывает, что при прочих равных условиях он имеет гораздо меньшее значение КСВ.

Истинные значения элементов $L7$, $C8$, $C9$, $L8$ рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} L7 &= L7_h \cdot R_h / \omega_{cp}; & C8 &= C8_h / R_h \omega_{cp}; \\ L8 &= L8_h \cdot R_h / \omega_{cp}; & C9 &= C9_h / R_h \omega_{cp}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Требуемый коэффициент трансформации трансформатора разрабатываемого усилителя находится из выражения: $K_{tr} = R_h / R_{opt}$.

Расчет корректирующих цепей

Методика расчета корректирующих цепей используемых в усилителе представленном на рис. 3 описана в [18] и позволяет осуществлять реализацию усилительных каскадов с максимально возможным для заданного схемного решения коэффициентом усиления при одновременном обеспечении заданного допустимого уклонения амплитудно-частотной характеристики от требуемой формы.

В таблице 2 приведены результаты вычислений нормированных значений элементов корректирующих цепей КЦ-1 и КЦ-2 для относительной полосы рабочих частот лежащей в пределах $W=1,05\dots1,3$ и для неравномерности амплитудно-частотной характеристики равной $\pm 0,25$ дБ. Результаты вычислений даны для различных значений $R_{bxh1}=R_{bx1}/R_g$ и $R_{bxh3}=R_{bx3}/R_{vых1}$, где R_{bx1} , $R_{vых1}$ – входное и выходное сопротивления однонаправленной модели транзистора VT1, R_{bx3} – входное сопротивление однонаправленной модели транзистора VT3. Скобки соответствуют расчету нормированных значений элементов КЦ-2. При необходимости создания ПУМ с $W > 1,3$ можно воспользоваться корректирующими цепями четвертого порядка, методика расчета которых подробно описана в [17, 19].

Таблица 2. – Нормированные значения элементов корректирующей цепи

Относительная по- лоса рабочих час- тот	$R_{\text{вх1}}$ ($R_{\text{вх3}}$)	$C1_{\text{н}}$ ($C5_{\text{н}}$)	$C2_{\text{н}}$ ($C6_{\text{н}}$)	$L1_{\text{н}}$ ($L3_{\text{н}}$)
$W = 1,05$	0.0057	2.036	11.819	0.081
	0.0056	2.043	10.763	0.088
	0.0054	2.051	9.732	0.097
	$a_1 = 2.1145$	0.0049	2.062	8.61
	$a_2 = 1.2527$	0.0043	2.072	7.868
	$a_3 = 1.9394$	0.0026	2.092	6.711
	0.0	2.115	5.78	0.138
				0.159
$W = 1,1$	0.0347	0.907	3.606	0.231
	0.034	0.92	3.277	0.251
	0.033	0.933	2.993	0.271
	$a_1 = 1.0630$	0.03	0.956	2.62
	$a_2 = 1.1546$	0.025	0.981	2.31
	$a_3 = 0.75594$	0.016	1.015	2.005
	0.0	1.063	1.705	0.372
				0.417
$W = 1,2$	0.0705	1.004	2.622	0.278
	0.0695	1.022	2.403	0.298
	0.068	1.038	2.216	0.318
	$a_1 = 1.2597$	0.063	1.07	1.945
	$a_2 = 1.1919$	0.054	1.108	1.707
	$a_3 = 0.73216$	0.036	1.165	1.457
	0.0	1.26	1.199	0.431
				0.485
$W = 1,3$	0.106	0.963	2.056	0.307
	0.105	0.98	1.903	0.327
	0.102	1.006	1.708	0.355
	$a_1 = 1.2830$	0.094	1.044	1.496
	$a_2 = 1.13763$	0.08	1.091	1.311
	$a_3 = 0.60930$	0.05	1.169	1.104
	0.0	1.283	0.919	0.472
				0.517

Истинные значения элементов $C1$, $C2$, $L1$ и $C5$, $C6$, $L3$ рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{array}{l} C1 = Cl_{\text{н}} / R_{\text{г}} \omega_{\text{ср}}; \quad C2 = C2_{\text{н}} / R_{\text{г}} \omega_{\text{ср}}; \quad L1 = L1_{\text{н}} \cdot R_{\text{г}} / \omega_{\text{ср}}; \\ C5 = C5_{\text{н}} / R_{\text{вых1}} \omega_{\text{ср}}; \quad C6 = C6_{\text{н}} / R_{\text{вых1}} \omega_{\text{ср}}; \quad L3 = L3_{\text{н}} \cdot R_{\text{вых1}} / \omega_{\text{ср}}. \end{array} \right\} \quad (11)$$

Коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе VT1 определяется из соотношения:

$$S_{210} = \frac{2C1h\sqrt{R_{bxh1}G_{nom1}(f_{cp})}}{\sqrt{(1-a_2)^2 + (a_1-a_3)^2}}, \quad (12)$$

где $G_{nom1}(f_{cp})$ – коэффициент усиления транзистора VT1 по мощности в режиме двухстороннего согласования на частоте f_{cp} ;
 a_1, a_2, a_3 – коэффициенты, значения которых приведены в таблице 2.

Коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе VT3 определяется из соотношения:

$$S_{210} = \frac{2C5h\sqrt{R_{bxh3}G_{nom3}(f_{cp})}}{\sqrt{(1-a_2)^2 + (a_1-a_3)^2}}, \quad (13)$$

где $G_{nom3}(f_{cp})$ – коэффициент усиления транзистора VT3 по мощности в режиме двухстороннего согласования на частоте f_{cp} .

Пример расчета

Для примера осуществим проектирование стабилизатора напряжения базового смещения, выходного трансформатора сопротивлений и корректирующих цепей усилителя предназначенного для работы в 50-омном тракте ($R_g = R_h = 50 \text{ Ом}$) в составе радиостанции диапазона 140...150 МГц с выходной мощностью 110 Вт, схема которого приведена на рис. 4.

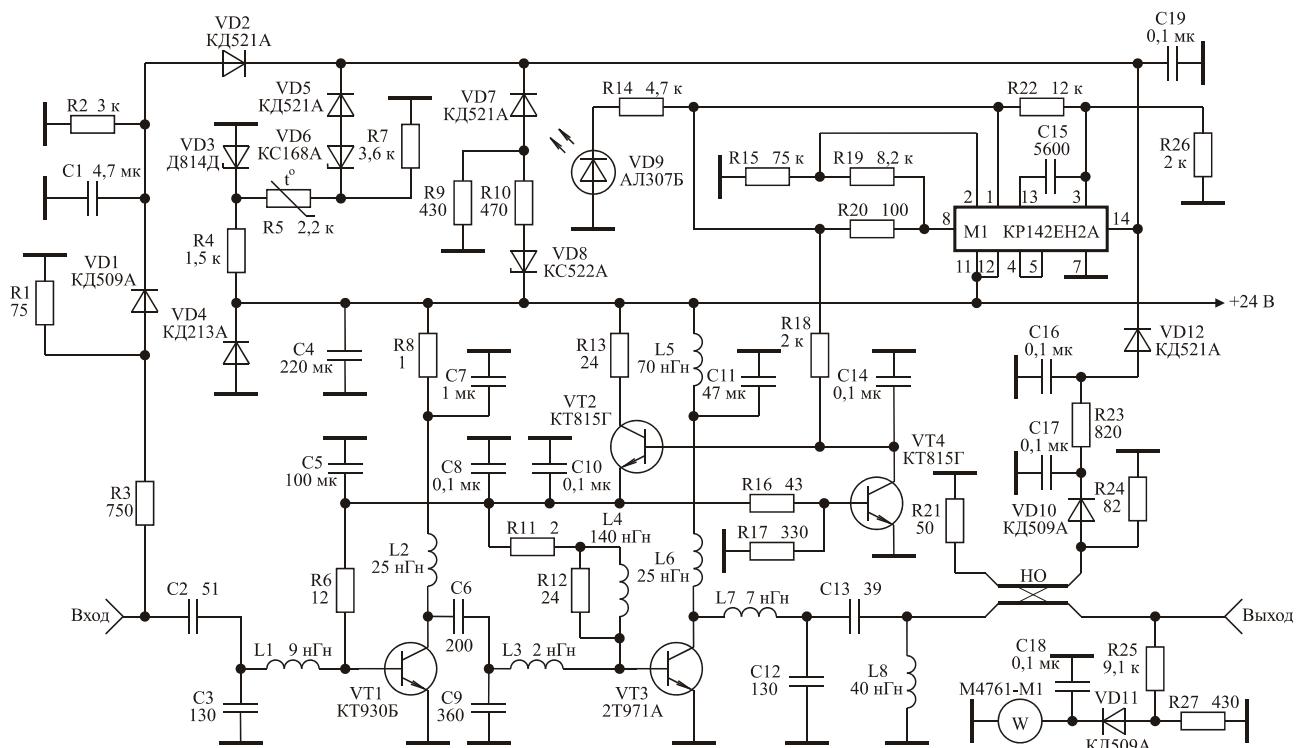


Рис. 4. Принципиальная схема ПУМ

ПУМ содержит: два каскада усиления на транзисторах VT1 и VT3; стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT2 и VT4; выходной трансформатор сопротивлений, состоящий из элементов L7, C12, C13, L8; схему защиты от перегрузки по входу на диоде VD1 [3]; защиту от рассогласования по выходу на направленном ответвителе НО, и диоде VD10 [3], защиту от превышения напряжением питания номинального значения на стабилитроне VD8 [20], термозащиту на терморезисторе R5 [20].

Срабатывание любой из защит усилителя приводит к уменьшению напряжения подаваемого с микросхемы M1 на верхнюю ножку резистора R18. Это в свою очередь приводит к падению напряжения смещения на базе транзистора VT2 стабилизатора напряжения базового смещения. Угол отсечки транзисторов VT1 и VT3 в этом случае уменьшается, уменьшая, тем самым, коэффициент усиления ПУМ. При уменьшении выходного напряжения микросхемы M1 до нуля коэффициент усиления ПУМ уменьшается до 3...7 дБ.

В соответствии с описанной выше методикой расчета стабилизатора напряжения базового смещения по требуемой выходной мощности и диапазону рабочих частот в качестве транзисторов VT1 и VT3 выберем транзисторы KT930Б и 2T971A.

По справочным данным транзистора 2T971A [7] найдем: $E_{\text{п}} = 28$ В; $U_{\text{ост}} = 1$ В; $P_{\text{вых, max}} = 150$ Вт; $\beta_0 = 50$; $G_{\text{ном12}}(f_{\text{ср}}) = 8$, где $f_{\text{ср}} = 145$ МГц; $r_6 = 0,083$ Ом. Внутри корпуса транзистора в цепи базы имеется согласующая цепь, делающая практически активным входное сопротивление транзистора в диапазоне рабочих частот [10]. Поэтому будем считать $L_{\text{вх3}} = 0$. По соотношениям (2)–(5) определим: $R_{\text{опт}} = 2,4$ Ом; $I_{\text{ком}} = 11,2$ А; $I_{\text{бт}} = 0,23$ А; $R13 \leq 97$ Ом. Для снижения мощности, рассеиваемой на резисторе R13, выберем его равным 24 Ом. В дальнейших расчетах будем учитывать, что для повышения надежности ПУМ напряжение его питания выбрано равным 24 В (см. рис. 4). Согласно (6), (7) максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT2 $P_{\text{рас2}}$, а также максимальные значения $U_{\text{кэmax2}}$ и I_{kmax2} равны: $P_{\text{рас2}} = 1,5$ Вт; $U_{\text{кэmax2}} = 24$ В; $I_{\text{kmax2}} = 0,25$ А. Исходя из этого, в качестве транзисторов VT2 и VT4 выберем транзисторы KT815Г. Из (8) найдем: $R6 = 3$ Ом, $R11 = 1,8$ Ом. Учитывая, что транзистор VT1 работает в облегченном режиме, для устранения шунтирующего действия низкоомного сопротивления R6, увеличим его величину до 12 Ом. Резистор R16 примем равным 43 Ом, резистор R18 = 2 кОм, а резистор R12 = 24 Ом. По (9) определим: $L4 = 140$ нГн.

Требуемый коэффициент трансформации трансформатора, образованного элементами L7, C12, C13, L8, равен: $K_{\text{тр}} = R_{\text{н}}/R_{\text{опт}} = 50/2,4 = 20,8$. Относительная полоса рабочих частот ПУМ равна: $W = 150/140 = 1,04$. Ближайшие табличные значения $K_{\text{тр}}$ и W в таблице 1 равны: $K_{\text{тр}} = 20$; $W = 1,3$. Для этих значений из таблицы 1 найдем: $L7_{\text{н}} = 0,129$; $C12_{\text{н}} = 6,091$; $C13_{\text{н}} = 1,808$; $L8_{\text{н}} = 0,731$. Средняя круговая частота полосы пропускания разрабатываемого ПУМ $\omega_{\text{ср}} = 2\pi f_{\text{ср}} = 9,1 \cdot 10^8$. Денормируя по (10) элементы $L7_{\text{н}}$, $C12_{\text{н}}$, $C13_{\text{н}}$, $L8_{\text{н}}$ по-

лучим: $L7 = L7h \cdot R_h / \omega_{cp} = 0,129 \cdot 50 / (9,1 \cdot 10^8) = 7,1 \text{ нГн}$; $C12 = C12h / R_h \omega_{cp} = 6,091 / (50 \cdot 9,1 \cdot 10^8) = 133 \text{ пФ}$; $C13 = 39 \text{ пФ}$; $L8 = 40 \text{ нГн}$.

Для расчета корректирующей цепи состоящей из элементов С6, С9, L3 напомним, что значения элементов односторонней модели транзистора VT3 составляют: $R_{bx3} = 0,083 \text{ Ом}$; $L_{bx3} = 0$. По справочным данным транзистора KT930Б [7] найдем: $R_{вых1} = 5 \text{ Ом}$. Нормированное значение R_{bx3} и относительная полоса рабочих частот ПУМ равны: $R_{bxh3} = 0,083 / 5 = 0,0166$; $W = 1,04$. Из таблицы 2 следует, что $W = 1,05$ не может быть реализована при $R_{bxh3} > 0,0057$. Это обусловлено уменьшением добротности рассматриваемой цепи с увеличением R_{bxh3} . Поэтому выберем $W = 1,1$. Ближайшее табличное значение R_{bxh3} для $W = 1,1$ равно: $R_{bxh3} = 0,016$. Для указанных значений R_{bxh3} и W из таблицы 2 найдем: $C6h = 1,015$; $C9h = 2,005$; $L3h = 0,372$. Денормируя приведенные значения элементов по соотношениям (11) определим: $C6 = C6h / R_{вых1} \omega_{cp} = 1,015 / (5 \cdot 9,1 \cdot 10^8) = 223 \text{ пФ}$; $C9 = 440 \text{ пФ}$; $L3 = L3h \cdot R_{вых1} / \omega_{cp} = 0,372 \cdot 5 / (9,1 \cdot 10^8) = 2 \text{ нГн}$; Теперь по (13) вычислим коэффициент усиления каскада на транзисторе VT3: $S_{210} = 2,2$.

Для расчета корректирующей цепи состоящей из элементов С2, С3, L1 по справочным данным транзистора KT930Б [7] найдем: $G_{ном12}(f_{cp}) = 49$; $r_6 = 0,085 \text{ Ом}$. Нормированное значение R_{bx1} равно: $R_{bxh1} = 0,085 / 50 = 0,0017$. Из таблицы 2 для $W = 1,05$ и $R_{bxh1} = 0,0$ имеем: $C2h = 2,115$; $C3h = 5,78$; $L1h = 0,159$. Денормируя приведенные значения элементов по (11) определим: $C2 = C2h / R_g \omega_{cp} = 2,115 / (50 \cdot 9,1 \cdot 10^8) = 47 \text{ пФ}$; $C3 = 128 \text{ пФ}$; $L3 = L3h \cdot R_g / \omega_{cp} = 0,159 \cdot 50 / (9,1 \cdot 10^8) = 9 \text{ нГн}$; Теперь по (12) вычислим коэффициент усиления каскада на транзисторе VT1: $S_{210} = 4$.

Методика настройки подобного вида усилителей (см. рис. 4) подробно описана в [3, 4]. По результатам расчета была произведена разработка и настройка рассматриваемого ПУМ. Чертеж печатной платы ПУМ приведен на рис. 5. На рис. 6 приведена фотография внешнего вида усилителя.

Как видно на фотографии оба вывода конденсатора С13 трансформатора импедансов припаиваются к металлизированным площадкам керамической подложки размером 18x6 мм, прижатой к корпусу усилителя. У элементов L7, С12 и L8 трансформатора один из выводов припаивается к керамической подложке. Это необходимо для устранения перегрева элементов трансформатора.

Технические характеристики усилителя: максимальный уровень выходной мощности не менее 110 Вт; полоса пропускания 140-150 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики $\pm 1,5 \text{ дБ}$; коэффициент усиления 17 дБ; напряжение питания 24 В; потребляемый ток в режиме молчания 50-200 мА; максимальное значение потребляемого тока 10 А; при коротком замыкании или холостом ходе потребляемый ток уменьшается до 2-5 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; габаритные размеры корпуса усилителя 140x120x35

мм; при длительной эксплуатации усилитель необходимо устанавливать на радиатор с использованием принудительной вентиляции.

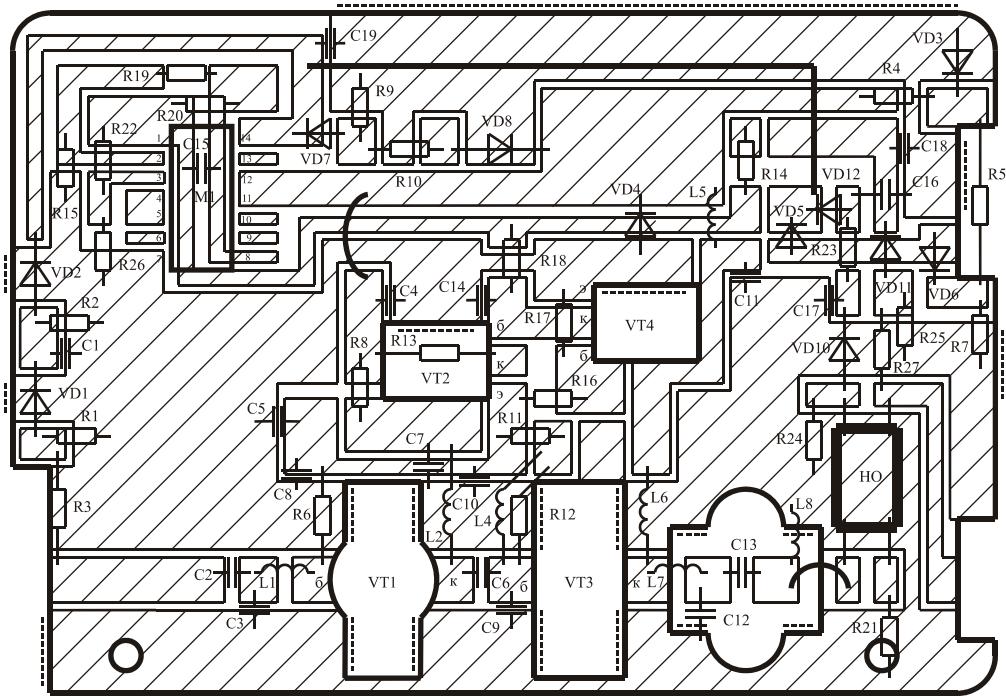


Рис. 5. Печатная плата ПУМ

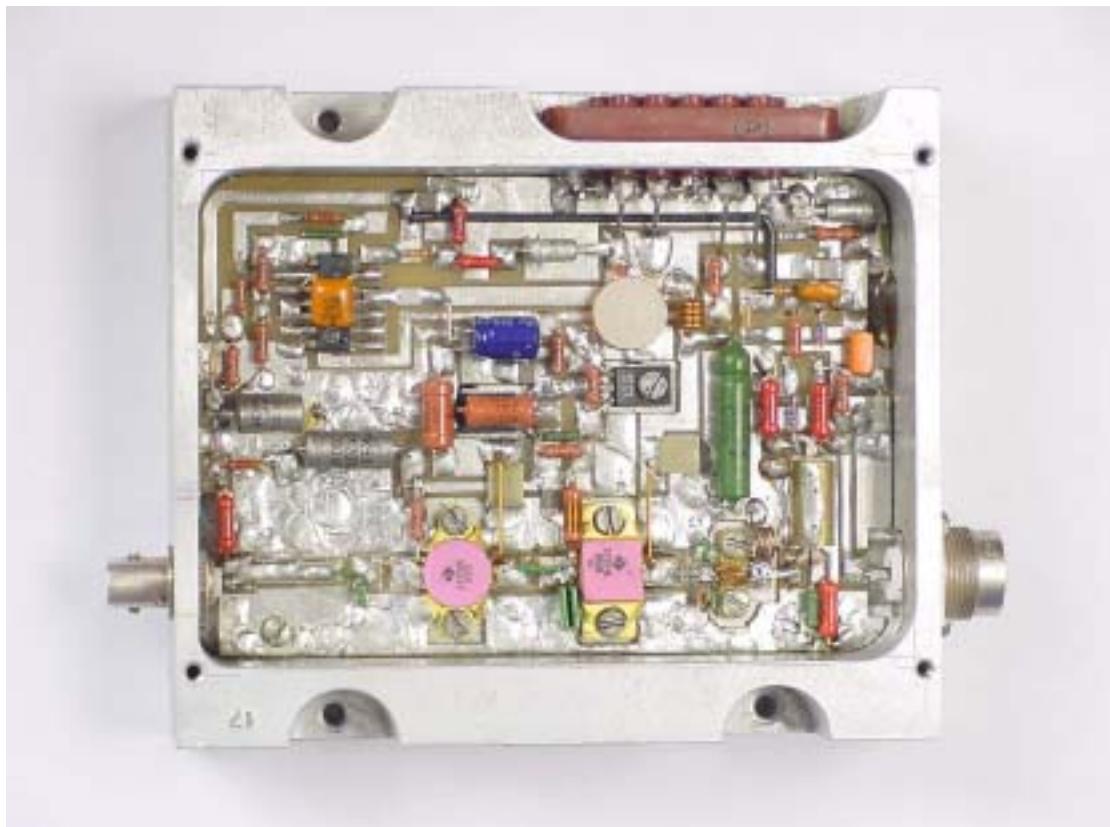


Рис. 6. Фотография внешнего вида усилителя

Заключение

Таким образом, предложенная методика расчета выходных каскадов ПУМ является достаточно точной и позволяет сократить время, необходимое для проектирования и экспериментальной отработки макетов.

В заключение хочется выразить благодарность Александру Расстригину за изготовление фотографии усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиопередающие устройства / **В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин** и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. **Шумилин М.С., Козырев В.Б., Власов В.А.** Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
3. **Титов А.А., Стерхов А.П., Нечаева В.Н.** Усилитель мощности диапазона 140...150 МГц // Радиомир КВ и УКВ. – 2004. – № 4. – С. 18–20.
4. **Титов А.А.** Перестраиваемый полосовой усилитель мощности диапазона 400...460 МГц // Схемотехника. – 2004. – № 4. – С. 8–10.
5. **Шварц Н.З.** Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1980. – 368 с.
6. **Бабак Л.И., Шевцов А.Н., Юсупов Р.Р.** Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ- и СВЧ-усилителей. // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1993. – Вып. 3. – С. 60–63.
7. **Петухов В.М.** Транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: Издательское предприятие РадиоСофт, 2000.
8. **Титов А.А., Бабак Л.И., Черкашин М.В.** Расчет межкаскадной согласующей цепи транзисторного полосового усилителя мощности // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 2000. – Вып. 1. – С. 46–50.
9. **Гребенников А.В., Никифоров В.В.** Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. – 2000 – № 5. – С. 83–86.
10. **Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.Б.** Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ вещания // Электросвязь. – 1996. – № 3. – С. 28–31.
11. **Титов А.А.** Разработка полосовых усилителей мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // Электронная техника. Сер. СВЧ – техника. – 2002. – Вып. 2. – С. 33–39.
12. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ / Под ред. **О.В. Алексеева**. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.
13. **Каганов В.И.** Радиопередающие устройства. – М.: ИРПО: Издательский центр «Академия», 2002. – 288 с.
14. **Титов А.А.** Усилитель мощности для оптического модулятора // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 88–90.

15. **Титов А.А.** Двухканальный усилитель мощности с диплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 1. – С. 68 – 72.
16. **Знаменский А.Е.** Таблицы для расчета трансформаторов сопротивлений в виде фильтров нижних частот // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. 1985. Вып. 1. С. 99 – 110.
17. **Титов А.А., Григорьев Д.А.** Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 4. – С. 442–448.
18. **Титов А.А.** Синтез параметров корректирующей цепи третьего порядка узкополосной усилительной ступени // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2003. – № 12. – С. 29 – 35.
19. **Титов А.А., Кологривов В.А.** Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи полосового усилителя мощности // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 2002. – Вып. 1. – С. 6–13.
20. **Титов А.А., Мелихов С.В.** Усилитель мощности с защитой от перегрузок // ПТЭ. – 1993. – № 6. – С. 118–121.