

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 $R_{опт}$. Исходя из вышесказанного, функциональная схема выходных каскадов ПУМ может быть представлена в виде, приведенном на рис. 1.

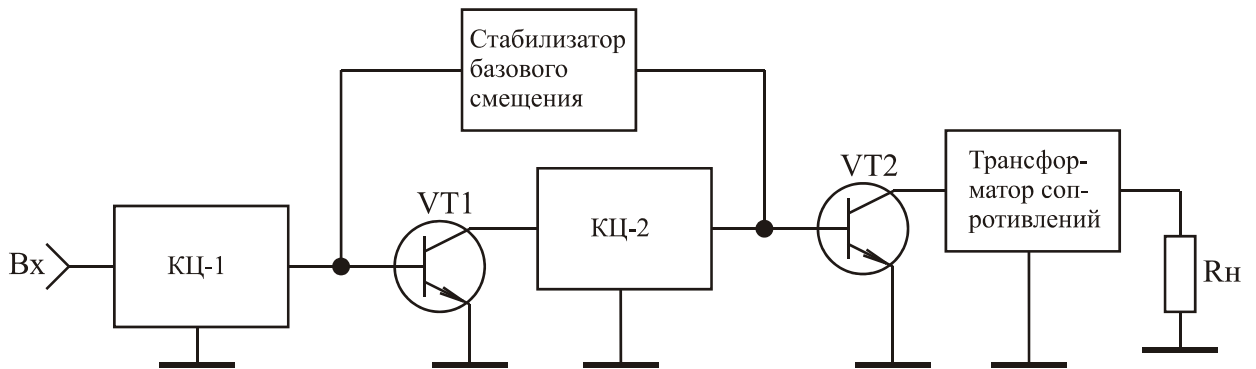


Рис. 1. Функциональная схема выходных каскадов ПУМ

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.

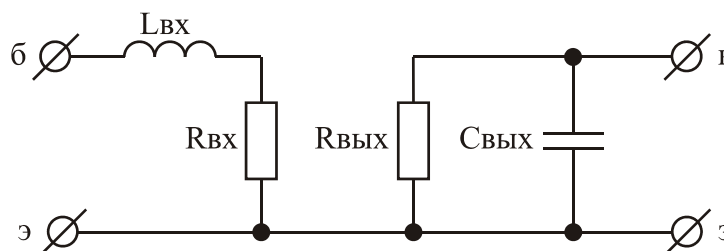


Рис. 2. Однонаправленная модель транзистора

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

$$L_{\hat{a}\hat{o}} = L_{\hat{a}} + L_{\hat{y}};$$

$$R_{\hat{a}\hat{o}} = r_{\hat{a}};$$

$$C_{\text{ВЫХ}} = C_{\text{К}};$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{кэ.мах}} / I_{\text{к.мах}},$$

где $L_{\hat{b}}, L_{\hat{e}}$ – индуктивности выводов базы и эмиттера, справочная величина;

$C_{\text{К}}$ – емкость коллекторного перехода, справочная величина;

$r_{\hat{b}} = \tau_{\text{ос}} / C_{\text{К}}$ – сопротивление базы;

$\tau_{\text{ос}}$ – постоянная времени цепи обратной связи, справочная величина;

$U_{\text{кэ.мах}}, I_{\text{к.мах}}$ – 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.

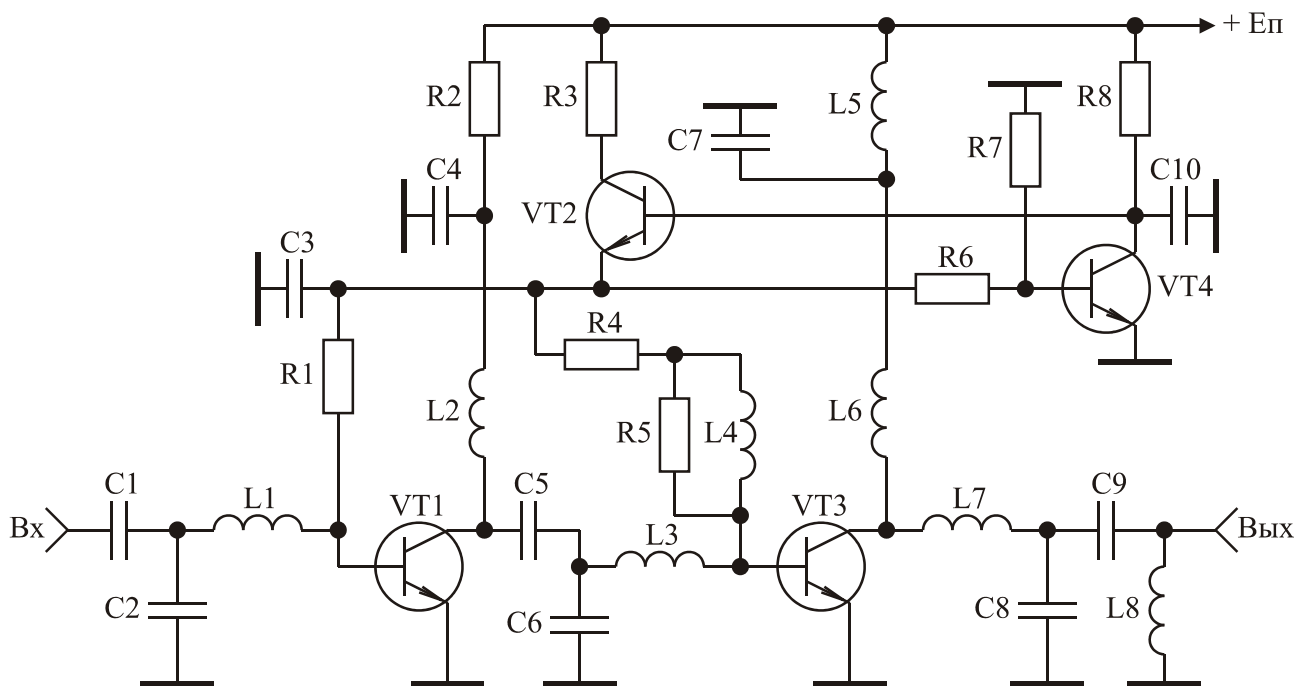


Рис. 3. Принципиальная схема выходного и предоконечного каскадов ПУМ

На рис. 3 элементы $C1, C2, L1$ формируют КЦ-1, элементы $C5, C6, L3$ формируют КЦ-2, элементы $L7, C8, C9, L8$ формируют выходной трансформатор сопротивлений, стабилизатор напряжения базового смещения выполнен на транзисторах $VT2$ и $VT4$.

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 линейризацию 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:

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

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 $I_{\text{бм}}$ 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:

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

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:

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

а максимальные значения напряжения коллектор-эмиттер $U_{\text{кэmax}2}$ и тока коллектора $I_{\text{кmax}2}$ равны:

$$U_{\text{кэmax}2} = E_{\text{п}}; I_{\text{кmax}2} = E_{\text{п}} / R_3. \quad (7)$$

Соотношения (6), (7) используются для выбора транзистора VT2, который желательно выбирать низкочастотным для исключения возможности самовозбуждения 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:

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

где $I_{\text{кдоп}}$ – 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 линейризации 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 молча-

ния. При увеличении величины резистора R8 коллекторные токи в режиме молчания уменьшается 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 устраняет шунтирующее действие низкоомного сопротивления R4, включенного параллельно входному сопротивлению транзистора VT3, и может быть выбрана из условия:

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

где $f_{\text{ср}} = (f_{\text{в}} + f_{\text{н}})/2$ – средняя частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя в мегагерцах;

$f_{\text{в}}, f_{\text{н}}$ – 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 $K_{\text{тр}}$ и относительной полосы рабочих частот $W = f_{\text{в}}/f_{\text{н}}$.

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 $\omega_{\text{ср}} = 2\pi f_{\text{ср}}$ и сопротивления антенно-волноводного тракта $R_{\text{н}}$ значения элементов L7, C8, C9, L8.

Таблица 1. – Нормированные значения элементов трансформатора

К _{тр}	Параметр	W=1.3	W=1.5	W=1.7	W=2	W=3
2	L7H	0.451	0.45	0.447	0.452	0.447
	C8H	0.709	0.739	0.785	0.733	0.879
	C9H	1.553	1.583	1.628	1.719	2.119
	L8H	2.098	2.073	2.038	2.148	2.156
	KCB	1.017	1.02	1.025	1.036	1.082
3	L7H	0.404	0.398	0.389	0.394	0.359
	C8H	1.055	1.131	1.19	1.154	1.505
	C9H	1.465	1.519	1.571	1.665	2.302
	L8H	1.661	1.626	1.588	1.619	1.502
	KCB	1.018	1.026	1.036	1.054	1.17
4	L7H	0.33	0.338	0.325	0.323	0.286
	C8H	1.634	1.581	1.704	1.78	2.166
	C9H	1.461	1.515	1.597	1.763	2.55
	L8H	1.325	1.351	1.303	1.296	1.151
	KCB	1.02	1.03	1.049	1.076	1.26
6	L7H	0.271	0.268	0.252	0.261	0.219
	C8H	2.265	2.315	2.581	2.454	3.122
	C9H	1.499	1.573	1.711	1.849	3.004
	L8H	1.131	1.115	1.052	1.061	0.873
	KCB	1.023	1.038	1.068	1.12	1.41
8	L7H	0.226	0.228	0.211	0.201	0.172
	C8H	2.967	2.947	3.309	3.548	4.207
	C9H	1.556	1.638	1.807	2.069	3.605
	L8H	1.000	0.992	0.924	0.861	0.689
	KCB	1.026	1.045	1.083	1.15	1.52
10	L7H	0.200	0.200	0.184	0.172	0.155
	C8H	3.491	3.533	3.969	4.307	4.725
	C9H	1.599	1.702	1.893	2.209	3.862
	L8H	0.929	0.911	0.841	0.769	0.628
	KCB	1.028	1.056	1.1	1.19	1.93
15	L7H	0.153	0.151	0.135	0.126	0.117
	C8H	4.960	5.071	5.791	6.308	6.545
	C9H	1.722	1.86	2.135	2.611	5.056
	L8H	0.798	0.768	0.689	0.608	0.474
	KCB	1.032	1.067	1.13	1.31	232
20	L7H	0.129	0.117	0.103	0.097	0.095
	C8H	6.091	6.915	8.027	8.600	8.281
	C9H	1.808	2.04	2.426	3.113	6.262
	L8H	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 $K_{тр}=2...20$ и для относительной полосы рабочих частот лежащей в пределах $W=1,3...3$. Здесь же даны значения КСВ трансформатора по входу, соответствующие заданным значениям $K_{тр}$ 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:

$$\left. \begin{aligned} L7 &= L7_H \cdot R_H / \omega_{ср}; & C8 &= C8_H / R_H \omega_{ср}; \\ L8 &= L8_H \cdot R_H / \omega_{ср}; & C9 &= C9_H / R_H \omega_{ср}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Требуемый коэффициент трансформации трансформатора разрабатываемого усилителя находится из выражения: $K_{тр} = R_H / R_{опт}$.

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 $W=1,05...1,3$ и для неравномерности амплитудно-частотной характеристики равной $\pm 0,25$ дБ. Результаты вычислений даны для различных значений $R_{вхн1} = R_{вх1} / R_{г}$ и $R_{вхн3} = R_{вх3} / R_{вых1}$, где $R_{вх1}$, $R_{вых1}$ – входное и выходное сопротивления однонаправленной модели транзистора VT1, $R_{вх3}$ – 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 полоса рабочих частот	$R_{вхн1}$ ($R_{вхн3}$)	$C1н$ ($C5н$)	$C2н$ ($C6н$)	$L1н$ ($L3н$)
$W = 1,05$ $a_1=2.1145$ $a_2=1.2527$ $a_3=1.9394$	0.0057 0.0056 0.0054 0.0049 0.0043 0.0026 0.0	2.036 2.043 2.051 2.062 2.072 2.092 2.115	11.819 10.763 9.732 8.61 7.868 6.711 5.78	0.081 0.088 0.097 0.109 0.119 0.138 0.159
$W = 1,1$ $a_1=1.0630$ $a_2=1.1546$ $a_3=0.75594$	0.0347 0.034 0.033 0.03 0.025 0.016 0.0	0.907 0.92 0.933 0.956 0.981 1.015 1.063	3.606 3.277 2.993 2.62 2.31 2.005 1.705	0.231 0.251 0.271 0.302 0.334 0.372 0.417
$W = 1,2$ $a_1=1.2597$ $a_2=1.1919$ $a_3=0.73216$	0.0705 0.0695 0.068 0.063 0.054 0.036 0.0	1.004 1.022 1.038 1.07 1.108 1.165 1.26	2.622 2.403 2.216 1.945 1.707 1.457 1.199	0.278 0.298 0.318 0.352 0.387 0.431 0.485
$W = 1,3$ $a_1=1.2830$ $a_2=1.13763$ $a_3=0.60930$	0.106 0.105 0.102 0.094 0.08 0.05 0.0	0.963 0.98 1.006 1.044 1.091 1.169 1.283	2.056 1.903 1.708 1.496 1.311 1.104 0.919	0.307 0.327 0.355 0.39 0.426 0.472 0.517

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

$$\left. \begin{aligned} C1 &= C1н/R_{Г}\omega_{ср}; & C2 &= C2н/R_{Г}\omega_{ср}; & L1 &= L1н \cdot R_{Г}/\omega_{ср}; \\ C5 &= C5н/R_{вых1}\omega_{ср}; & C6 &= C6н/R_{вых1}\omega_{ср}; & L3 &= L3н \cdot R_{вых1}/\omega_{ср}. \end{aligned} \right\} (11)$$

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

$$S_{210} = \frac{2C1H\sqrt{R_{ВХН1}G_{НОМ1}(f_{cp})}}{\sqrt{(1-a_2)^2 + (a_1-a_3)^2}}, \quad (12)$$

где $G_{НОМ1}(f_{cp})$ – 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:

$$S_{210} = \frac{2C5H\sqrt{R_{ВХН3}G_{НОМ3}(f_{cp})}}{\sqrt{(1-a_2)^2 + (a_1-a_3)^2}}, \quad (13)$$

где $G_{НОМ3}(f_{cp})$ – 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 ($R_{Г} = R_{Н} = 50$ Ом) в составе радиостанции диапазона 140...150 МГц с выходной мощностью 110 Вт, схема которого приведена на рис. 4.

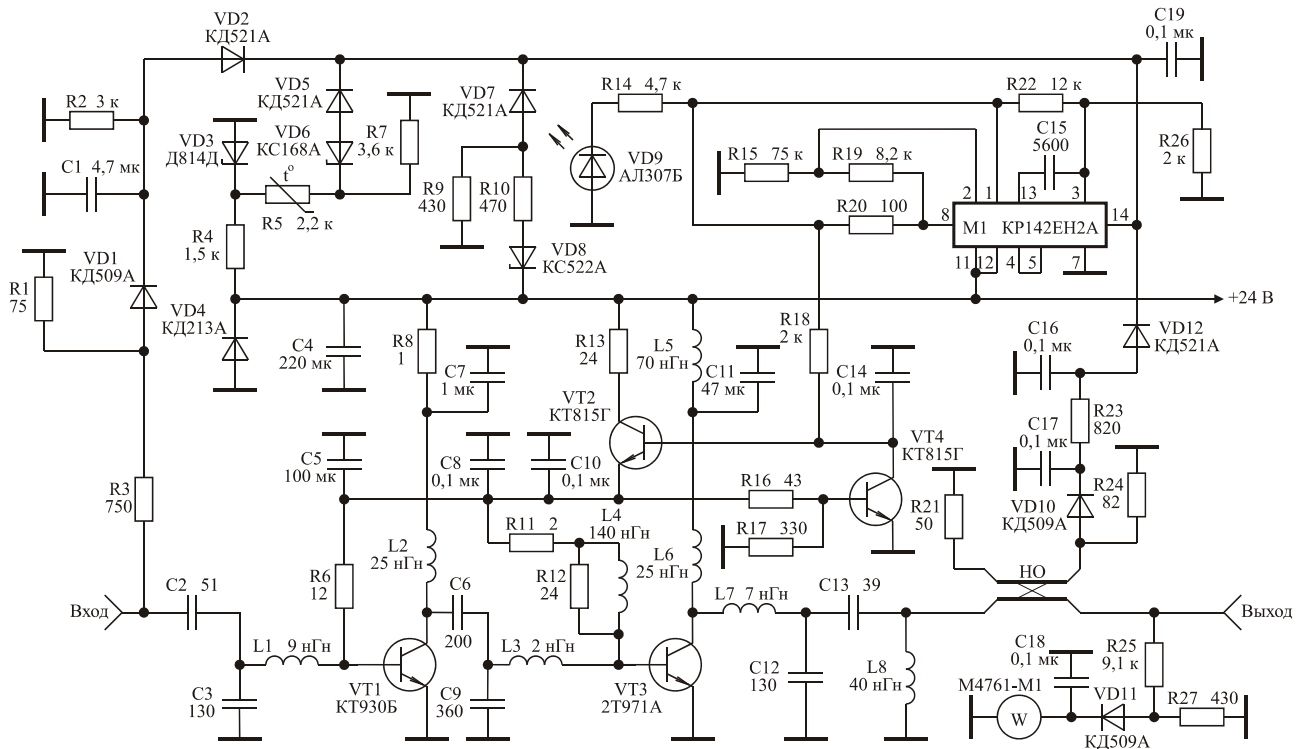


Рис. 4. Принципиальная схема ПУМ

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 КТ930Б и 2Т971А.

По справочным данным транзистора 2Т971А [7] найдем: $E_{\Pi} = 28$ В; $U_{\text{ост}} = 1$ В; $P_{\text{вых.max}} = 150$ Вт; $\beta_0 = 50$; $G_{\text{ном}12}(f_{\text{ср}}) = 8$, где $f_{\text{ср}} = 145$ МГц; $r_0 = 0,083$ Ом. Внутри корпуса транзистора в цепи базы имеется согласующая цепь, делающая практически активным входное сопротивление транзистора в диапазоне рабочих частот [10]. Поэтому будем считать $L_{\text{вх}3} = 0$. По соотношениям (2)–(5) определим: $R_{\text{опт}} = 2,4$ Ом; $I_{\text{ком}} = 11,2$ А; $I_{\text{бм}} = 0,23$ 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 $P_{\text{рас}2}$, а также максимальные значения $U_{\text{кэmax}2}$ и $I_{\text{кmax}2}$ равны: $P_{\text{рас}2} = 1,5$ Вт; $U_{\text{кэmax}2} = 24$ В; $I_{\text{кmax}2} = 0,25$ А. Исходя из этого, в качестве транзисторов VT2 и VT4 выберем транзисторы КТ815Г. 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: $L7 = L7_n \cdot R_n / \omega_{cp} = 0,129 \cdot 50 / (9,1 \cdot 10^8) = 7,1$ нГн; $C12 = C12_n / R_n \omega_{cp} = 6,091 / (50 \cdot 9,1 \cdot 10^8) = 133$ пФ; $C13 = 39$ пФ; $L8 = 40$ нГн.

Для расчета корректирующей цепи состоящей из элементов $C6, C9, L3$ напомним, что значения элементов однонаправленной модели транзистора VT3 составляют: $R_{вх3} = 0,083$ Ом; $L_{вх3} = 0$. По справочным данным транзистора КТ930Б [7] найдем: $R_{вых1} = 5$ Ом. Нормированное значение $R_{вх3}$ и относительная полоса рабочих частот ПУМ равны: $R_{вхн3} = 0,083/5 = 0,0166$; $W = 1,04$. Из таблицы 2 следует, что $W = 1,05$ не может быть реализована при $R_{вхн3} > 0,0057$. Это обусловлено уменьшением добротности рассматриваемой цепи с увеличением $R_{вхн3}$. Поэтому выберем $W = 1,1$. Ближайшее табличное значение $R_{вхн3}$ для $W = 1,1$ равно: $R_{вхн3} = 0,016$. Для указанных значений $R_{вхн3}$ и W из таблицы 2 найдем: $C6_n = 1,015$; $C9_n = 2,005$; $L3_n = 0,372$. Денормируя приведенные значения элементов по соотношениям (11) определим: $C6 = C6_n / R_{вых1} \omega_{cp} = 1,015 / (5 \cdot 9,1 \cdot 10^8) = 223$ пФ; $C9 = 440$ пФ; $L3 = L3_n \cdot R_{вых1} / \omega_{cp} = 0,372 \cdot 5 / (9,1 \cdot 10^8) = 2$ нГн; Теперь по (13) вычислим коэффициент усиления каскада на транзисторе VT3: $S_{210} = 2,2$.

Для расчета корректирующей цепи состоящей из элементов $C2, C3, L1$ по справочным данным транзистора КТ930Б [7] найдем: $G_{ном12}(f_{cp}) = 49$; $r_6 = 0,085$ Ом. Нормированное значение $R_{вх1}$ равно: $R_{вхн1} = 0,085/50 = 0,0017$. Из таблицы 2 для $W = 1,05$ и $R_{вхн1} = 0,0$ имеем: $C2_n = 2,115$; $C3_n = 5,78$; $L1_n = 0,159$. Денормируя приведенные значения элементов по (11) определим: $C2 = C2_n / R_{г} \omega_{cp} = 2,115 / (50 \cdot 9,1 \cdot 10^8) = 47$ пФ; $C3 = 128$ пФ; $L3 = L3_n \cdot R_{г} / \omega_{cp} = 0,159 \cdot 50 / (9,1 \cdot 10^8) = 9$ 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 $C13$ трансформатора импедансов припаиваются к металлизированным площадкам керамической подложки размером 18x6 мм, прижатой к корпусу усилителя. У элементов $L7, C12$ 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 $\pm 1,5$ 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.

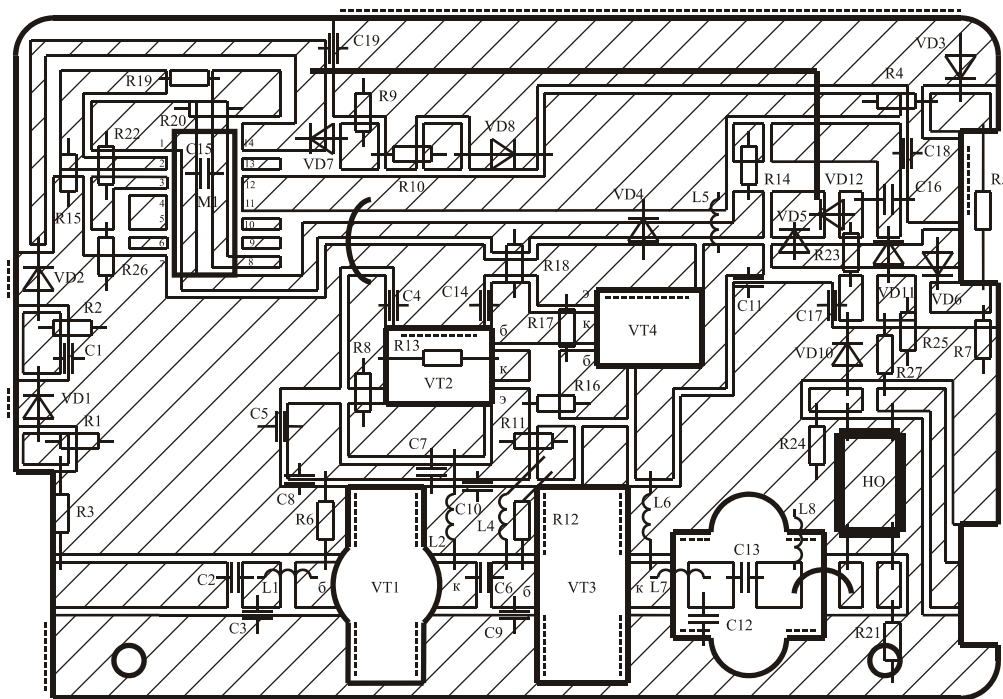


Рис. 5. Печатная плата ПУМ



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.