

# **РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА СОПРОТИВЛЕНИЙ ПЕРЕДАТЧИКА ДМВ-ДИАПАЗОНА**

**Александр Титов**

Домашний адрес: 634050, Россия, Томск, пр. Ленина, 46, кв. 28.

Тел. 51-65-05, E-mail: [titov\\_aa@rk.tusur.ru](mailto:titov_aa@rk.tusur.ru)

(Схемотехника. – № 9. – С. 38–39)

Выходные каскады усилителей мощности передатчиков систем радиовещания и радиосвязи работают на антенно-фидерные тракты имеющие, как правило, стандартное входное сопротивление равное 50 либо 75 Ом [1].

В соответствии с [1] оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора  $R_{\text{н.опт}}$ , на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом и может быть определено из соотношения:

$$R_{\text{н.опт}} = (E_{\text{п}} - U_{\text{нас}})^2 / 2P_{\text{вых. max}}, \quad (1)$$

где  $E_{\text{п}}$  – рекомендуемое напряжение источника питания транзистора, справочная величина [2];

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

$U_{\text{нас}}$  – напряжение насыщения коллектор-эмиттер, справочная величина, составляющая 0,1...0,2 В.

С целью трансформирования сопротивления антенно-фидерного тракта в оптимальное сопротивление нагрузки мощного транзистора традиционно используются трансформаторы сопротивлений, выполненные в виде фильтров низких частот (ФНЧ) четвертого порядка (рис. 1) [1, 3]. Во многом это обусловлено наличием разработанной методики расчета таких трансформаторов, основанной на использовании таблиц нормированных значений элементов [4]. Недостатком рассматриваемых трансформаторов является значительное частотно-зависимое отклонение их коэффициента трансформации  $K_{\text{тр}}$  от заданного значения при необходимости одновременного увеличения,

как указанного коэффициента, так и относительной полосы рабочих частот  $W = f_B/f_H$ , где  $f_B$ ,  $f_H$  – верхняя и нижняя рабочие частоты трансформатора.

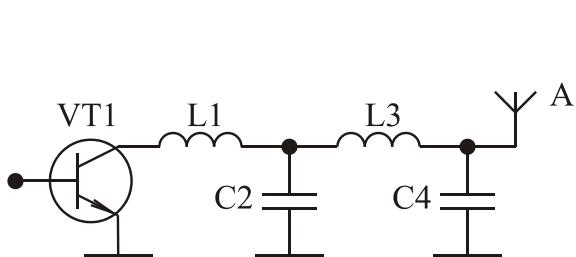


Рис. 1

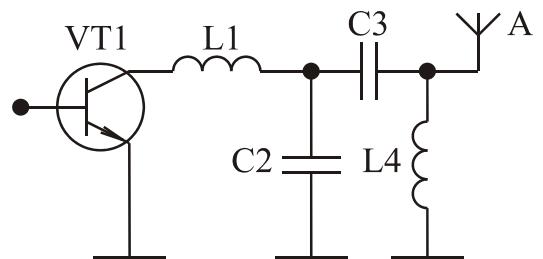


Рис. 2

Указанный недостаток в значительной степени может быть устранен благодаря использованию трансформаторов, выполненных в виде полосовых фильтров (рис. 2) [5], что достигается благодаря увеличению их коэффициента отражения вне полосы рабочих частот. Однако отсутствие методики расчета указанного трансформатора затрудняет его применение.

В таблице приведены результаты вычислений нормированных относительно центральной круговой частоты полосы рабочих частот трансформатора  $\omega_0$  и сопротивления антенно-волноводный тракта  $R_A$  значения элементов  $L1$ ,  $C2$ ,  $C3$ ,  $L4$ . Расчеты сделаны по методике описанной в [6] для коэффициента трансформации лежащего в пределах  $K_{tr}$  от 2 до 20 и для относительной полосы рабочих частот лежащей в пределах  $W$  от 1,3 до 3. Здесь же даны значения коэффициента стоячей волны (КСВ) трансформатора по входу, соответствующие заданным значениям  $K_{tr}$  и  $W$ .

Сравнение характеристик рассматриваемого трансформатора (см. таблицу) и характеристик трансформатора выполненного в виде ФНЧ [4], показывает, что при прочих равных условиях он имеет гораздо меньшее значение КСВ.

Для примера осуществим проектирование трансформатора (рис. 2), предназначенного для работы в передатчике с  $R_A = 75$  Ом, при условиях: в выходном каскаде передатчика используется транзистор KT930A;  $W=1.5$ ; центральная рабочая частота передатчика равна 375 МГц.

Таблица – Нормированные значения элементов трансформатора

$K_{tp}$	Параметр	W=1.3	W=1.5	W=1.7	W=2	W=3
2	L1 <sub>H</sub>	0.451	0.45	0.447	0.452	0.447
	C2 <sub>H</sub>	0.709	0.739	0.785	0.733	0.879
	C3 <sub>H</sub>	1.553	1.583	1.628	1.719	2.119
	L4 <sub>H</sub>	2.098	2.073	2.038	2.148	2.156
	KCB	1.017	1.02	1.025	1.036	1.082
3	L1 <sub>H</sub>	0.404	0.398	0.389	0.394	0.359
	C2 <sub>H</sub>	1.055	1.131	1.19	1.154	1.505
	C3 <sub>H</sub>	1.465	1.519	1.571	1.665	2.302
	L4 <sub>H</sub>	1.661	1.626	1.588	1.619	1.502
	KCB	1.018	1.026	1.036	1.054	1.17
4	L1 <sub>H</sub>	0.33	0.338	0.325	0.323	0.286
	C2 <sub>H</sub>	1.634	1.581	1.704	1.78	2.166
	C3 <sub>H</sub>	1.461	1.515	1.597	1.763	2.55
	L4 <sub>H</sub>	1.325	1.351	1.303	1.296	1.151
	KCB	1.02	1.03	1.049	1.076	1.26
6	L1 <sub>H</sub>	0.271	0.268	0.252	0.261	0.219
	C2 <sub>H</sub>	2.265	2.315	2.581	2.454	3.122
	C3 <sub>H</sub>	1.499	1.573	1.711	1.849	3.004
	L4 <sub>H</sub>	1.131	1.115	1.052	1.061	0.873
	KCB	1.023	1.038	1.068	1.12	1.41
8	L1 <sub>H</sub>	0.226	0.228	0.211	0.201	0.172
	C2 <sub>H</sub>	2.967	2.947	3.309	3.548	4.207
	C3 <sub>H</sub>	1.556	1.638	1.807	2.069	3.605
	L4 <sub>H</sub>	1.000	0.992	0.924	0.861	0.689
	KCB	1.026	1.045	1.083	1.15	1.52
10	L1 <sub>H</sub>	0.200	0.200	0.184	0.172	0.155
	C2 <sub>H</sub>	3.491	3.533	3.969	4.307	4.725
	C3 <sub>H</sub>	1.599	1.702	1.893	2.209	3.862
	L4 <sub>H</sub>	0.929	0.911	0.841	0.769	0.628
	KCB	1.028	1.056	1.1	1.19	1.93
15	L1 <sub>H</sub>	0.153	0.151	0.135	0.126	0.117
	C2 <sub>H</sub>	4.960	5.071	5.791	6.308	6.545
	C3 <sub>H</sub>	1.722	1.86	2.135	2.611	5.056
	L4 <sub>H</sub>	0.798	0.768	0.689	0.608	0.474
	KCB	1.032	1.067	1.13	1.31	232
20	L1 <sub>H</sub>	0.129	0.117	0.103	0.097	0.095
	C2 <sub>H</sub>	6.091	6.915	8.027	8.600	8.281
	C3 <sub>H</sub>	1.808	2.04	2.426	3.113	6.262
	L4 <sub>H</sub>	0.731	0.663	0.577	0.492	0.367
	KCB	1.036	1.087	1.18	1.47	2.62

В соответствии со справочными данными транзистора КТ930А [2] по (1) определим:  $R_{h,опт}=7.8$  Ом. Требуемый коэффициент трансформации:  $K_{tp} = R_A / R_{h,опт} = 9.6$ . Ближайшее табличное значение  $K_{tp} = 10$ . Для  $K_{tp} = 10$  и  $W=1.5$  из таблицы найдем:  $L1_h=0.200$ ;  $C2_h=3.533$ ;  $C3_h=1.702$ ;  $L4_h=0.911$ . Центральная круговая частота полосы рабочих частот трансформатора  $\omega_0 = 2\cdot\pi\cdot375\cdot10^6 = 2,355\cdot10^9$ . Денормируя значения элементов трансформатора получим:  $L1=L1_h \cdot R_A / \omega_0 = 6.4$  нГн;  $L4 = 29$  нГн;  $C2=C2_h/(R_A \cdot \omega_0) = 20$  пФ;  $C3 = 9.6$  пФ.

На рис. 3 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления  $|Z_{bx}|$  спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же для сравнения (кривая 2) представлена расчетная характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (рис. 1,  $L1=3.5$  нГн;  $C2=47.6$  пФ;  $L3=11.8$  нГн;  $C4=14.4$  пФ) и рассчитанного по таблицам из [4].

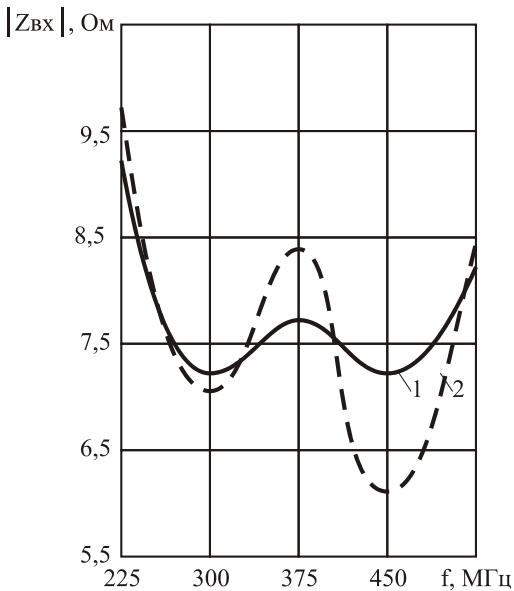


Рис. 3

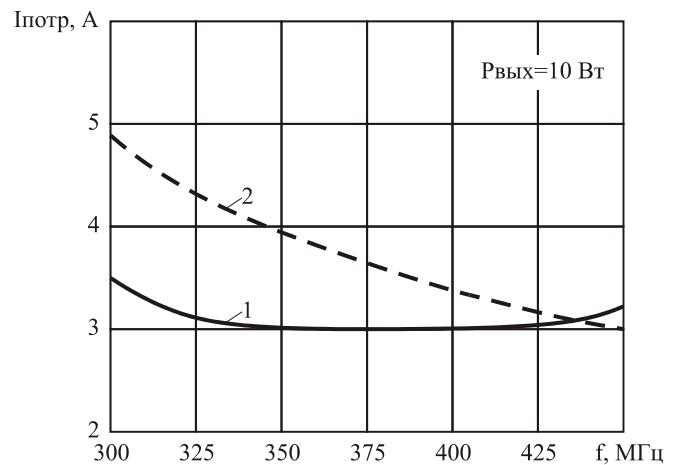


Рис. 4

Другим достоинством трансформатора приведенного на рис. 2 является следующее. При неизменной выходной мощности усилителя ток, потребляемый его выходным каскадом, слабо зависит от частоты усиливаемого сигна-

ла, что позволяет обеспечить достижение более высокого среднего КПД усилителя.

На рис. 4 приведена зависимость тока, потребляемого выходным каскадом двухкаскадного усилителя (рис. 5), от частоты усиливаемого сигнала при выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  равной 10 Вт (кривая 1). Здесь же представлена аналогичная зависимость в случае использования трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (кривая 2).

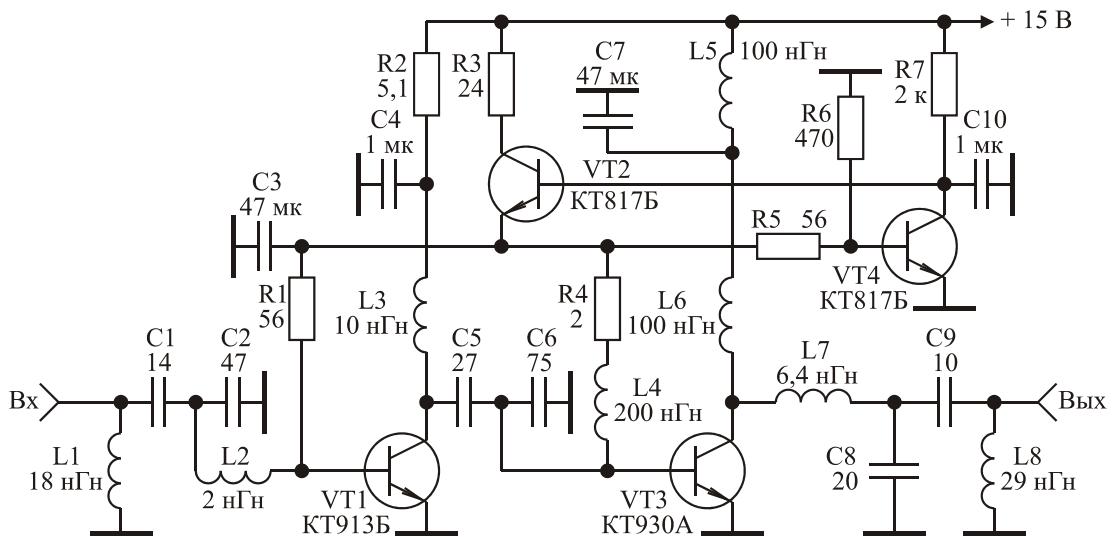


Рис. 5

В усилителе использован рассматриваемый трансформатор (элементы L7, C8, C9, L8), входная и межкаскадная корректирующие цепи рассчитаны по методике описанной в [6]. Характеристики усилителя: максимальное значение выходной мощности не менее 12 Вт; полоса рабочих частот 300...450 МГц; коэффициент усиления 8 дБ.

## 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. **Петухов В.М.** Транзисторы и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: Издательское предприятие РадиоСофт, 2000.
3. **Титов А.А.** Двухканальный усилитель мощности с диплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 1. – С. 68 – 72.
4. **Знаменский А.Е.** Таблицы для расчета трансформаторов сопротивлений в виде фильтров низких частот // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. 1985. Вып. 1. С. 99 – 110.
5. **Ассесоров В.В., Кожевников В.А., Асеев Ю.Н., Гаганов В.В.** Модули ВЧ усилителей мощности для портативных средств связи // Электросвязь. – 1997. – № 7. – С. 21 – 22.
6. **Титов А.А., Григорьев Д.А.** Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 4. – С. 442–448.