

# 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  $R_{н.опт}$ , на которое он отдает максимальную мощность, составляет единицы Ом и может быть определено из соотношения:

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

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

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

$U_{нас}$  – 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 нижних 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  $K_{тр}$  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.

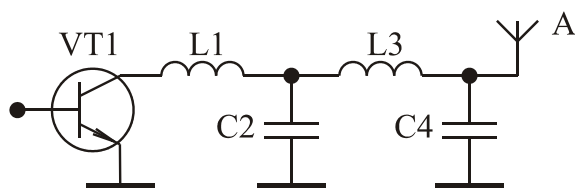


Рис. 1

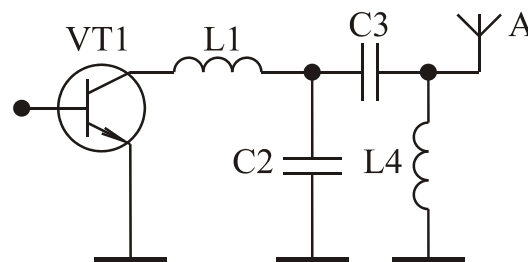


Рис. 2

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  $K_{тр}$  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  $K_{тр}$  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 КТ930А;  $W=1.5$ ; центральная рабочая частота передатчика равна 375 МГц.

Таблица – Нормированные значения элементов трансформатора

К <sub>тр</sub>	Параметр	W=1.3	W=1.5	W=1.7	W=2	W=3
2	L1н	0.451	0.45	0.447	0.452	0.447
	C2н	0.709	0.739	0.785	0.733	0.879
	C3н	1.553	1.583	1.628	1.719	2.119
	L4н	2.098	2.073	2.038	2.148	2.156
	KCB	1.017	1.02	1.025	1.036	1.082
3	L1н	0.404	0.398	0.389	0.394	0.359
	C2н	1.055	1.131	1.19	1.154	1.505
	C3н	1.465	1.519	1.571	1.665	2.302
	L4н	1.661	1.626	1.588	1.619	1.502
	KCB	1.018	1.026	1.036	1.054	1.17
4	L1н	0.33	0.338	0.325	0.323	0.286
	C2н	1.634	1.581	1.704	1.78	2.166
	C3н	1.461	1.515	1.597	1.763	2.55
	L4н	1.325	1.351	1.303	1.296	1.151
	KCB	1.02	1.03	1.049	1.076	1.26
6	L1н	0.271	0.268	0.252	0.261	0.219
	C2н	2.265	2.315	2.581	2.454	3.122
	C3н	1.499	1.573	1.711	1.849	3.004
	L4н	1.131	1.115	1.052	1.061	0.873
	KCB	1.023	1.038	1.068	1.12	1.41
8	L1н	0.226	0.228	0.211	0.201	0.172
	C2н	2.967	2.947	3.309	3.548	4.207
	C3н	1.556	1.638	1.807	2.069	3.605
	L4н	1.000	0.992	0.924	0.861	0.689
	KCB	1.026	1.045	1.083	1.15	1.52
10	L1н	0.200	0.200	0.184	0.172	0.155
	C2н	3.491	3.533	3.969	4.307	4.725
	C3н	1.599	1.702	1.893	2.209	3.862
	L4н	0.929	0.911	0.841	0.769	0.628
	KCB	1.028	1.056	1.1	1.19	1.93
15	L1н	0.153	0.151	0.135	0.126	0.117
	C2н	4.960	5.071	5.791	6.308	6.545
	C3н	1.722	1.86	2.135	2.611	5.056
	L4н	0.798	0.768	0.689	0.608	0.474
	KCB	1.032	1.067	1.13	1.31	232
20	L1н	0.129	0.117	0.103	0.097	0.095
	C2н	6.091	6.915	8.027	8.600	8.281
	C3н	1.808	2.04	2.426	3.113	6.262
	L4н	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:  $R_{н.опт} = 7.8$  Ом. Требуемый коэффициент трансформации:  $K_{тр} = R_A / R_{н.опт} = 9.6$ . Ближайшее табличное значение  $K_{тр} = 10$ . Для  $K_{тр} = 10$  и  $W = 1.5$  из таблицы найдем:  $L_{1н} = 0.200$ ;  $C_{2н} = 3.533$ ;  $C_{3н} = 1.702$ ;  $L_{4н} = 0.911$ . Центральная круговая частота полосы рабочих частот трансформатора  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 375 \cdot 10^6 = 2,355 \cdot 10^9$ . Денормируя значения элементов трансформатора получим:  $L_1 = L_{1н} \cdot R_A / \omega_0 = 6.4$  нГн;  $L_4 = 29$  нГн;  $C_2 = C_{2н} / (R_A \cdot \omega_0) = 20$  пФ;  $C_3 = 9.6$  пФ.

На рис. 3 приведена расчетная зависимость модуля входного сопротивления  $|Z_{вх}|$  спроектированного трансформатора от частоты (кривая 1). Здесь же для сравнения (кривая 2) представлена расчетная характеристика трансформатора, выполненного в виде ФНЧ (рис. 1,  $L_1 = 3.5$  нГн;  $C_2 = 47.6$  пФ;  $L_3 = 11.8$  нГн;  $C_4 = 14.4$  пФ) и рассчитанного по таблицам из [4].

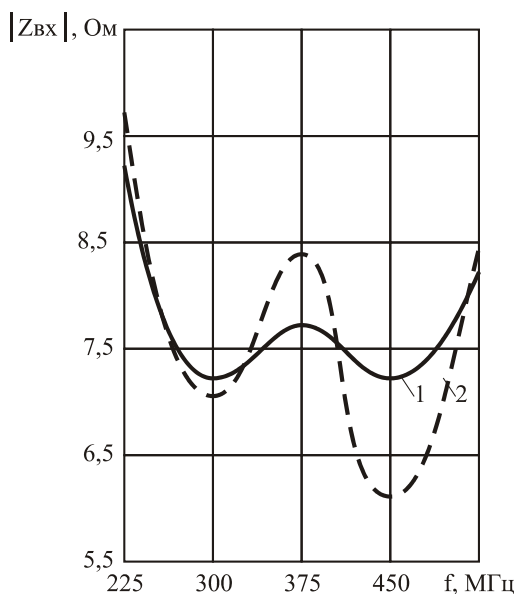


Рис. 3

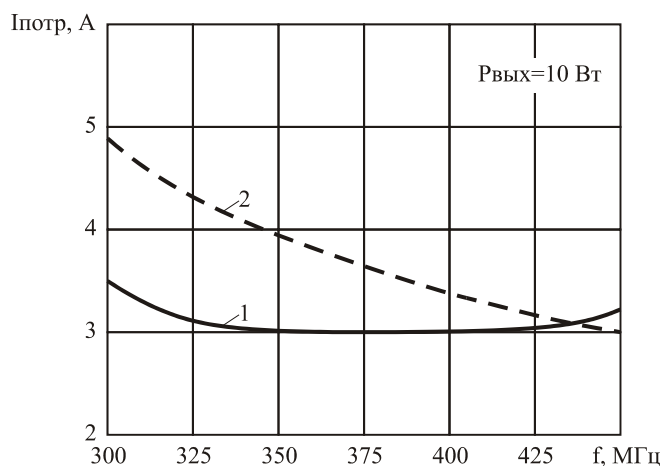


Рис. 4

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

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).

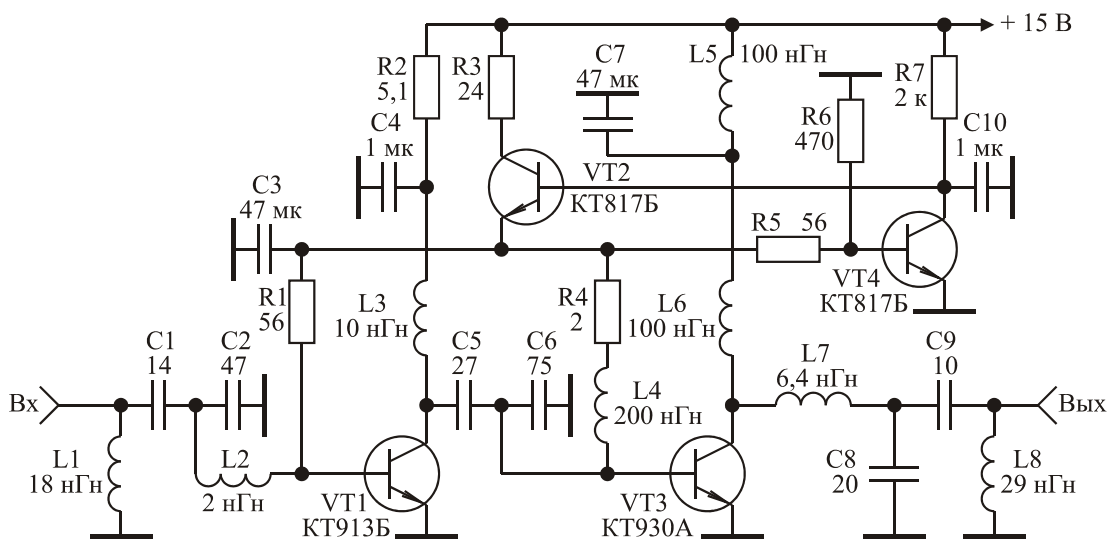


Рис. 5

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 нижних частот // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. 1985. Вып. 1. С. 99 – 110.
5. **Асессоров 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.