

# ТАБЛИЦЫ ДЛЯ СИНТЕЗА ДВУХЗВЕННЫХ ВХОДНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ МОЩНЫХ ВЧ И СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ ИЗ-ЗА ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ

Б. К. Петров, О. М. Булгаков

Воронежский государственный университет  
Воронежский институт МВД России

Рассмотрена процедура синтеза двухзвенного  $LC$ -трансформатора входного импеданса мощного ВЧ (СВЧ) транзистора с учетом потерь входной мощности из-за неоднородности индуктивностей входных  $LC$ -звеньев транзисторных ячеек, обусловленной взаимной индукцией. Показана возможность минимизации такого рода потерь путем размещения в полосе согласования как можно большего количества резонансных максимумов  $LC$ -звеньев транзисторных ячеек за счет вариации длинами проволочных проводников.

## ВВЕДЕНИЕ

Синтез входной согласующей цепи (ВСЦ) мощного ВЧ (СВЧ) транзистора является важным моментом его проектирования, так как на этом этапе определяется частотная зависимость его коэффициента усиления по мощности  $K_p(f)$ . Для трансформации входных импедансов ВЧ и СВЧ транзисторов обычно используются многозвенные Г-образные  $LC$ -фильтры нижних частот (ФНЧ) чебышевского типа [1], входное сопротивление которых определяется выражением [2]:

$$Z_{\text{ФНЧ}}(f) = \frac{\operatorname{Re}\{Z_{\text{тр}}(f)\} + j[A_n(f)X_n(f) - (\operatorname{Re}\{Z_{\text{тр}}(f)\})^2 B_n(f)Y_n(f)]}{A_n^2(f) + (\operatorname{Re}\{Z_{\text{тр}}(f)\})^2 B_n^2(f)}, \quad (1)$$

где  $\operatorname{Re}\{Z_{\text{тр}}(f)\}$  — активная составляющая входного импеданса транзистора; величины  $A_n(f)$ ,  $X_n(f)$ ,  $B_n(f)$ ,  $Y_n(f)$  вычисляются по рекуррентным формулам:

$$\begin{aligned} A_n(f) &= A_{n-1}(f) - X_n(f) \cdot 2\pi f \cdot C_n, \\ B_n(f) &= B_{n-1}(f) + Y_n(f) \cdot 2\pi f \cdot C_n, \\ Y_n(f) &= Y_{n-1}(f) - B_{n-1}(f) \cdot 2\pi f \cdot L_n, \\ X_n(f) &= X_{n-1}(f) + A_{n-1}(f) \cdot 2\pi f \cdot L_n, \end{aligned}$$

причем  $A_0 = 1, B_0 = 0, Y_0 = 1, X_0 = 0$ .

В современных конструкциях ВЧ и СВЧ транзисторов, как правило, одно или два  $LC$ -звена ВСЦ располагаются в корпусе транзистора (рис. 1). Индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  образованы за счет самоиндукции и взаимной индукции контуров, ограниченных проводниками (позиции 1,

2 и 3 соответственно), соединяющими обкладки МДП-конденсаторов (4, 5) — емкостей  $C_1$  и  $C_2$  ВСЦ с электродами корпуса транзистора (6, 7, 8) и металлизацией активных областей транзисторных структур (9, 10).

## ПРОБЛЕМЫ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ВХОДНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ МОЩНЫХ ВЧ (СВЧ) ТРАНЗИСТОРОВ

Мощный ВЧ (СВЧ) транзистор представляет собой систему параллельно соединенных по входу и выходу транзисторных ячеек (ТЯ),

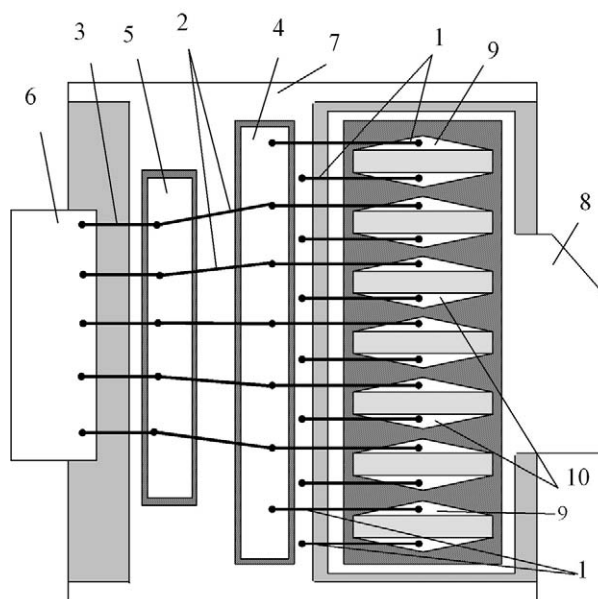


Рис. 1. Мощный СВЧ транзистор с внутренней входной двухзвенной согласующей  $LC$ -цепью

каждая из которых включает в себя область транзисторной структуры с системой соединений, приходящуюся на один проводник «МДП-конденсатор — транзистор». Каждая из общего количества  $N$  ТЯ, таким образом, имеет собственную ВСЦ (рис. 1). Вследствие взаимной индукции входных контуров, индуктивности  $L_{1j}$  и  $L_{2j}$  ( $j = 1, \dots, N$ ) ВСЦ ТЯ будут различаться [3]. Частотная зависимость коэффициента передачи мощности ВСЦ транзистора  $K_{\text{РСЦ}}(f)$  получается в результате усреднения характеристик  $K_{\text{РСЦ}j}(f)$  ВСЦ отдельных ТЯ [1]:

$$K_{\text{РСЦ}}(f) = \frac{\sum_{j=1}^N \rho_j K_{\text{РСЦ}j}(f)}{\sum_{j=1}^N \rho_j}, \quad (2)$$

где весовые коэффициенты  $\rho_j = P_{\text{вх}j} / \max\{P_{\text{вх}j}\}$ ;  $P_{\text{вх}j}$  — активная входная мощность, приходящаяся на  $j$ -ю транзисторную ячейку;

$$K_{\text{РСЦ}j}(f) = \frac{4 \operatorname{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(f)\} NR_r}{(NR_r + \operatorname{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(f)\})^2 + (\operatorname{Im}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(f)\})^2}. \quad (3)$$

$R_r$  — сопротивление эквивалентного входного генератора для данного усилительного каскада, т.е. выходное сопротивление предыдущего усилительного каскада или другого блока устройства. Зависимости  $Z_{\text{ФНЧ}i}(f)$  определяются выражением (1).

Наличие в составе транзистора  $N$  ТЯ с параллельно соединенными входами согласующих  $LC$ -звеньев с различными индуктивностями  $L_{1j}$  и  $L_{2j}$  не позволяет при проектировании ВСЦ мощных ВЧ (СВЧ) транзисторов напрямую использовать традиционные методики синтеза трансформаторов импеданса, например, [4]. Рис. 2 демонстрирует искажение функций  $K_{\text{РСЦ}}(f)$ , рассчитываемых по формулам (2), (3) (кривая 2) относительно «идеальных» характеристик [4] (кривая 1), сопровождающееся увеличением характеризующего потери мощности в полосе согласования  $\Delta f$  параметра  $\delta P = 10 \lg(1/K_{\min})$ , где  $K_{\min}$  — минимальное значение  $K_{\text{РСЦ}}(\omega)$ .

### ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА ДВУХЗВЕННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

Неоднородность значений  $L_{nj}$  характерна для  $n = 1, 2$ , поэтому рассмотрим процедуру оптимизации  $K_{\text{РСЦ}}(f)$  двухзвенного  $LC$ -ФНЧ.

Возможность размещения в полосе  $\Delta f 2N$  максимумов функций  $K_{\text{РСЦ}j}(f)$  позволяет сни-

зить потери мощности на согласование за счет приведения результирующей характеристики  $K_{\text{РСЦ}}(f)$  к гребенчатому равноколебательному виду.

1. Исходя из имеющихся рассчитанных значений  $\operatorname{Re}\{Z_{\text{тр}}(f)\}$ , а также требуемых  $\Delta f$  и  $R_r$ , определим коэффициент трансформации:

$$K_{\text{тр}} = R_r / \operatorname{Re}\{Z_{\text{тр}}(f_0)\},$$

где  $f_0$  — центральная частота диапазона согласования, а также  $L_1, L_2, C_1, C_2$ , обеспечивающие реализацию данного значения  $K_{\text{тр}}$  и минимальную величину потерь на согласование  $\delta P(f_0, \Delta f, K_{\text{тр}})$  [4].

2. Из набора конструкционных данных транзистора определим длины  $l_1$  и  $l_0$  проводников 1 (рис.1), соединяющих активные области ТЯ соответственно с верхней и нижней обкладкой МДП-конденсатора и ограничивающих контуры, индуктивности которых образуют набор значений  $L_{1j}$ , так чтобы выполнялось условие:

$$\min\{L_{1j}(l_1; l_0)\} < L_1 \cdot N < \max\{L_{1j}(l_1; l_0)\}; \quad (4a)$$

$$j = 1, \dots, N.$$

Аналогично для 2-го звена ВСЦ определим длину  $l_2$  проводников 2 (рис. 1), обеспечивающую выполнение условия:

$$\min\{L_{2j}(l_2)\} < L_2 \cdot N < \max\{L_{2j}(l_2)\}; \quad (4б)$$

$$j = 1, \dots, N.$$

Методики расчета индуктивностей  $L_{1j}$  и  $L_{2j}$  ( $j = 1, \dots, N$ ), учитывающие особенности геометрии систем соединений мощных ВЧ и СВЧ транзисторов, приведены в [5].

В случае размещения внутри корпуса транзистора только 1-го  $LC$ -звена ВСЦ индуктивность 2-го звена будет складываться из индуктивности  $L_{\text{пров}}$  ряда проводников 3 (рис. 1) и индуктивности  $L_{\text{лэ}}$  ленточного электрода 6, т.е.

$$L_2 = L_{\text{лэ}} + L_{\text{пров}}. \quad (5)$$

Обычно  $L_{\text{лэ}}$ , как минимум, в два раза больше, чем  $L_{\text{пров}}$  [6]. Поэтому неоднородность значений  $L_{\text{пров}j}$ , обусловленная взаимной индукцией, не будет приводить к заметному различию величин  $L_{2j}$ . В этом случае  $L_2$  может быть определена из (5), где

$$L_{\text{пров}} = \left( \sum_{j=1}^N \frac{1}{L_{\text{пров}j}} \right)^{-1} \approx \frac{1}{N^2} \sum_{j=1}^N L_{\text{пров}j}. \quad (6)$$

3. На индуктивности  $L_{1j}$  и  $L_{2j}$  оказывают влияние смежные ряды проводников, поэтому дальнейший синтез ВСЦ, исходя из набора

значений индуктивностей ВСЦ отдельных ТЯ как функций длины проводников:  $L_{11}(l_1; l_0; l_2), \dots, L_{1N}(l_1; l_0; l_2), \dots; L_{21}(l_2; l_1; l_0), \dots, L_{2N}(l_2; l_1; l_0)$ , требует оптимизации значений  $l_0, l_1$  и  $l_2$ . Критерием оптимизации может быть совместное достижение минимумов функций [7]:

$$\Delta L_k = \left| \left( \sum_{j=1}^N \frac{1}{L_{kj}(l_0; l_1; l_2)} \right)^{-1} - L_k \right|, \quad (7)$$

$$\delta L_k = \frac{1}{L_k} \sum_{j=1}^N |L_{kj}(l_0; l_1; l_2) - L_k|, \quad k = 1, 2, \quad (8)$$

что обеспечивает размещение максимального количества экстремумов  $K_{\text{РСЦ}}(f)$  в диапазоне  $\Delta f$ , а также реализация минимума функции:

$$\Xi(L_1; L_2) = \sum_{j=1}^N \int_{f_{\text{нр}}}^{f_{\text{вр}}} \text{Im}\{Z_{\text{ФНЧ}j}(f; L_1; L_2)\} df, \quad (9)$$

что, наряду с минимумами  $\Delta L_k$  и  $\delta L_k$  равносильно минимуму функции

$$\Xi(L_{1j}; L_{2j}) = \sum_{j=1}^N \int_{f_{\text{нр}}}^{f_{\text{вр}}} \text{Im}\{Z_{\text{ФНЧ}j}(f; L_{1j}; L_{2j})\} df, \quad (10)$$

являющемуся необходимым условием минимума отраженной мощности в полосе согласования.

4. Поиск оптимальных значений емкостей  $C_1$  и  $C_2$  осуществляется путем минимизации интегрального параметра [2, 7]:

$$\Delta P = \frac{1}{f_{\text{вр}} - f_{\text{нр}}} \int_{f_{\text{нр}}}^{f_{\text{вр}}} (1 - K_{\text{РСЦ}}(f)) df, \quad (11)$$

соответствующего относительным потерям мощности входного сигнала в полосе частот  $\Delta f = f_{\text{вр}} - f_{\text{нр}}$ , где  $f_{\text{вр}}$  и  $f_{\text{нр}}$  — соответственно верхняя и нижняя частоты полосы согласования, в приближении равномерного распределения спектральной плотности мощности сигнала:  $W(f) = P_{\text{вх}} / \Delta f$ . При этом ВСЦ каждой ТЯ может рассматриваться по отдельности, т.е.  $C_1$  и  $C_2$ , обеспечивающие минимум  $\Delta P$ , находятся из условия [7]:

$$\frac{\partial [\Delta P_j(C_{1j}; C_{2j}; L_{1j}; L_{2j})]}{\partial C_{1j}} + \frac{\partial [\Delta P_j(C_{1j}; C_{2j}; L_{1j}; L_{2j})]}{\partial C_{2j}} = 0; \quad j = 1, \dots, N, \quad (12)$$

где  $\Delta P_j$  — функция потерь ВСЦ  $j$ -й ТЯ, с последующим суммированием (ввиду параллельного соединения ТЯ) соответствующих корней  $\hat{C}_{kj}$  уравнений (12):

$$C_k = \sum_{j=1}^N \hat{C}_{kj}; \quad k = 1, 2. \quad (13)$$

## ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

На рис. 2 кривая 3 показывает частотную зависимость коэффициентов передачи мощности двухзвенных ВСЦ, синтезированных по итерационной процедуре на основе последовательности операций, изложенной в пп. 1—4, с учетом условий (4) — (13) для транзистора с  $N = 12$ ,  $\text{Re}\{Z_{\text{тр}}\} = 0,123$  ом,  $l_1 = 1,5$  мм,  $l_2 = 2,2$  мм, радиусом поперечного сечения проводников  $r_0 = 50$  мкм. Неоднородность значений  $L_{1i}$  и  $L_{2i}$  приводит к тому, что для транзистора в целом во всей полосе частот не выполняется условие  $\text{Im}\{Z_{\text{ФНЧ}}(f)\} = 0$ , поэтому  $K_{\text{РСЦ}}(f) < 1$ . С другой стороны, следствием различия резонансных частот  $f_{0j}$   $1-x$  LC-звеньев ВСЦ является сглаживание не только максимумов, но и минимумов функции  $K_{\text{РСЦ}}(f)$ . В результате величина потерь  $\Delta P$  остается на уровне результатов кривой 1 за счет лучшей относительной равномерности характеристики  $K_{\text{РСЦ}}(f)$  в полосе частот  $\Delta f$ .

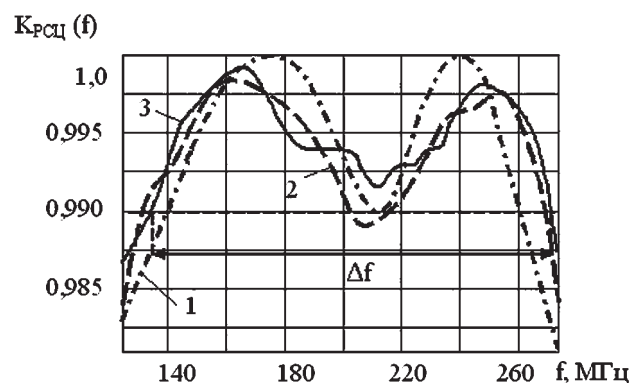


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициентов передачи мощности двухзвенных LC-трансформаторов входного импеданса мощного ВЧ транзистора

В табл. 1 приведены результаты синтеза двухзвенных ВСЦ для рассмотренного выше примера с учетом реализуемых диапазонов  $l_1 = 1,2 \dots 1,7$  мм,  $l_2 = 2,1 \dots 3,5$  мм,  $r_0 = 50 \dots 60$  мкм.

Для пересчета табличных значений на другой диапазон частот с центральной частотой  $f_0^*$  и другое сопротивление транзистора  $\text{Re}\{Z_{\text{тр}}^*\}$  значения  $L_1$  и  $L_2$  умножаются на  $\frac{f_0}{f_0^*} \cdot \frac{\text{Re}\{Z_{\text{тр}}^*\}}{\text{Re}\{Z_{\text{тр}}\}}$ ,

а значения  $C_1$  и  $C_2$  — на  $\frac{f_0}{f_0^*} \cdot \frac{\text{Re}\{Z_{\text{тр}}\}}{\text{Re}\{Z_{\text{тр}}^*\}}$ , где  $f_0 = 150$  МГц.

Таблица 1

Значения индуктивностей (нГн) и емкостей (нФ) входной согласующей цепи в виде LC-ФНЧ чебышевского типа

		$\Delta f, \text{ МГц}; \omega = \Delta f/f_0$							
		190—210	180—220	170—230	160—240	140—260	133—267	120—280	100—300
$K_{\text{тр}}$		0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	0,67	0,8	1,0
4	$L_1$	0,22763	0,22917	0,23175	0,23523	0,24512	0,2495	0,2758	0,2766
	$L_2$	0,62186	0,62106	0,6194	0,6162	0,60427	0,5982	0,6790	0,5525
	$C_1$	1,8511	1,8388	1,8193	1,7927	1,7215	1,6911	1,5257	1,52874
	$C_2$	0,792	0,791	0,787	0,7805	0,760	0,7515	0,6725	0,7085
	$\delta R$	1,00364	1,01525	1,0451	1,099	1,304	1,4109	1,887	2,143
	$\delta P$	0,00162	0,0129	0,0436	0,1037	0,3466	0,4789	0,8588	1,512
5	$L_1$	0,23931	0,24116	0,2440	0,2481	0,2592	0,2644	0,2605	0,29645
	$L_2$	0,71605	0,71585	0,71434	0,71115	0,6983	0,6926	0,5915	0,6402
	$C_1$	1,7638	1,7516	1,7303	1,703	1,62665	1,5937	1,6200	1,42107
	$C_2$	0,7131	0,7147	0,7137	0,7095	0,6950	0,6875	0,727	0,654
	$\delta R$	1,00537	1,0217	1,0621	1,1343	1,408	1,5516	1,682	2,5206
	$\delta P$	0,00171	0,0138	0,0465	0,1114	0,3707	0,5115	0,8046	1,634
6	$L_1$	0,24796	0,24999	0,2531	0,2574	0,2697	0,2754	0,28775	0,3120
	$L_2$	0,80135	0,8014	0,8000	0,7970	0,7837	0,7772	0,7606	0,7228
	$C_1$	1,6985	1,68632	1,6648	1,6355	1,5568	1,5231	1,4543	1,3403
	$C_2$	0,654	0,656	0,654	0,652	0,642	0,6352	0,6245	0,609
	$\delta R$	1,00819	1,0289	1,0829	1,175	1,5167	1,697	2,107	2,909
	$\delta P$	0,00183	0,01426	0,04837	0,115	0,387	0,536	0,897	1,726
8	$L_1$	0,2605	0,26265	0,2662	0,2709	0,2851	0,29122	0,3057	0,3344
	$L_2$	0,95429	0,95435	0,9535	0,9504	0,9396	0,9204	0,9132	0,8708
	$C_1$	1,60832	1,5949	1,5727	1,5419	1,4579	1,4240	1,3513	1,2306
	$C_2$	0,569	0,571	0,5705	0,569	0,5625	0,5607	0,554	0,5445
	$\delta R$	1,0144	1,0451	1,1225	1,2575	1,742	1,984	2,555	3,682
	$\delta P$	0,00187	0,0150	0,0512	0,121	0,407	0,564	0,948	1,827
10	$L_1$	0,2692	0,2715	0,2751	0,28033	0,2957	0,3025	0,3184	0,3498
	$L_2$	1,08946	1,0899	1,0892	1,0863	1,0770	1,0665	1,0506	0,9998
	$C_1$	1,54662	1,5327	1,5092	1,4784	1,3917	1,3568	1,2813	1,1595
	$C_2$	0,5085	0,511	0,512	0,5122	0,5075	0,506	0,5015	0,4975
	$\delta R$	1,0197	1,0666	1,1647	1,338	1,967	2,281	3,017	4,418
	$\delta P$	0,00191	0,0155	0,0526	0,129	0,420	0,582	0,978	1,890

Обозначения:  $\delta R = \max\{\text{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}}(f)\}\} / \min\{\text{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}}(f)\}\}$ ;  $K_{\text{тр}} = \max\{\text{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}}(f)\}\} / \text{Re}\{Z_{\text{тр}}\}$  — коэффициент трансформации входного импеданса транзистора согласующей цепью.

Значения  $\delta P$  в таблице 1 выше, чем для «идеальных» ВСЦ [3], однако они предельно минимальны для возможных реализаций двухзвенных LC-ВСЦ в рассмотренном примере.

В таблице 2 отражены результаты синтеза рассматриваемой ВСЦ для больших значений коэффициента трансформации. Как видно из сравнения значений  $\delta P$  и  $\delta R$  таблиц 1 и 2, потери мощности определяются в большей степени относительной шириной полосы согласования и в меньшей — значением  $K_{\text{тр}}$ . Налицо недостаточность двух LC-звеньев для согласо-

вания входного импеданса транзистора в полосе частот, превышающей октаву.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Шахгильдян В.В. Проектирование радиопередатчиков / В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин, В. Б. Козырев и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. — М.: Радио и связь, 2000. — 656 с.
2. Булгаков О.М. Потери мощности во входных цепях оконечных каскадов широкополосных мощных СВЧ транзисторных радиопередатчиков / О. М. Булгаков // Радиотехника (Москва). — 2000. — № 9. — С. 79—82.

Значения индуктивностей ( $nL$ ) и емкостей ( $nC$ ) LC-ФНЧ с большими значениями коэффициента трансформации входного импеданса транзистора

		$\Delta f$ , МГц; $\omega = \Delta f/f_0$							
		190—210	180—220	170—230	160—240	140—260	133—267	120—280	100—300
$K_{тр}$		0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	0,67	0,8	1,0
15	$L_1$	0,28298	0,2855	0,2896	0,2954	0,3140	0,3205	0,3385	0,3750
	$L_2$	1,378323	1,3798	1,3794	1,3788	1,3760	1,3798	1,3612	1,3415
	$C_1$	1,45071	1,4346	1,4130	1,380	1,290	1,2542	1,1773	1,050
	$C_2$	0,4147	0,419	0,421	0,421	0,421	0,420	0,418	0,419
	$\delta R$	1,0357	1,133	1,264	1,546	2,501	3,015	4,154	6,313
	$\delta P$	0,0020	0,0162	0,0548	0,1296	0,4485	0,6046	1,0185	1,981
20	$L_1$	0,2914	0,2940	0,2983	0,3046	0,3220	0,3312	0,3506	0,3896
	$L_2$	1,6228	1,6253	1,6255	1,6270	1,6120	1,6035	1,5815	1,521
	$C_1$	1,3938	1,3787	1,3546	1,3221	1,2335	1,1960	1,1184	0,9887
	$C_2$	0,361	0,363	0,364	0,364	0,364	0,370	0,370	0,382
	$\delta R$	1,062	1,204	1,396	1,7745	3,139	3,7056	5,216	7,976
	$\delta P$	0,00202	0,0163	0,0556	0,1317	0,4488	0,6161	1,0404	2,033
25	$L_1$	0,2973	0,300	0,30455	0,311	0,3302	0,3389	0,3595	0,4028
	$L_2$	1,839	1,84213	1,8437	1,8457	1,8375	1,823	1,800	1,739
	$C_1$	1,35537	1,3403	1,3165	1,2831	1,193	1,15586	1,0775	0,9442
	$C_2$	0,321	0,324	0,3255	0,328	0,329	0,3305	0,3335	0,337
	$\delta R$	1,075	1,271	1,5402	1,983	3,6647	4,482	6,344	10,02
	$\delta P$	0,00206	0,0164	0,05614	0,1331	0,4492	0,62304	1,0551	2,051
30	$L_1$	0,3016	0,3044	0,3091	0,3158	0,3354	0,34465	0,3660	0,4115
	$L_2$	2,034	2,0378	2,0406	2,0430	2,0297	2,0213	2,005	1,934
	$C_1$	1,3266	1,3118	1,2879	1,2546	1,16488	1,12665	1,0475	0,9135
	$C_2$	0,293	0,296	0,2975	0,298	0,302	0,304	0,3065	0,310
	$\delta R$	1,097	1,3491	1,7008	2,214	4,1227	5,1915	7,450	11,896
	$\delta P$	0,00209	0,01660	0,05626	0,1342	0,452	0,6277	1,0612	2,0707
40	$L_1$	0,3077	0,3109	0,3155	0,3227	0,3433	0,353	0,37535	0,4238
	$L_2$	2,3807	2,3877	2,3899	2,3985	2,3889	2,3774	2,3550	2,285
	$C_1$	1,28629	1,2726	1,24795	1,2145	1,124	1,0858	1,0062	0,871
	$C_2$	0,253	0,2546	0,257	0,259	0,262	0,2641	0,266	0,271
	$\delta R$	1,135	1,471	1,9968	2,695	5,3805	6,6866	9,762	15,687
	$\delta P$	0,00216	0,0165	0,05728	0,1354	0,456	0,6337	1,069	2,0914

3. Булгаков О.М. Компенсация уменьшения коэффициентов усиления по мощности оконечных каскадов узкодиапазонных ВЧ и СВЧ транзисторных усилителей, вызванного индуктивным взаимодействием входных цепей транзисторных ячеек / О. М. Булгаков, Б. К. Петров // Сборник докладов VII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 24—26 апреля 2001 г.). — Воронеж: ВНИИС, ВорГУ, 2001. — Т. 3. — С. 1791—1799.

4. Маттэй Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Г. Л. Маттэй, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс: Пер. с англ.; Под ред. О. В. Алексеева, Ф. В. Кушнера. — М.: Связь, 1971. — Т. I. — 439 с., Т. II. — 495 с.

5. Булгаков О.М. Композиционные модели индукционных взаимодействий в мощных ВЧ и СВЧ транзисторах / О. М. Булгаков, Б. К. Петров. — Воронеж: ВорГУ, 2005. — 253 с.

6. Петухов В.М. Биполярные транзисторы средней и большой мощности сверхвысокочастотные и их зарубежные аналоги. Справочник. Т. 4 / В. М. Петухов. — М.: КУБК-а, 1997. — 544 с.

7. Петров Б.К. Минимизация потерь во входной широкополосной согласующей цепи мощного ВЧ (СВЧ) транзистора / Б. К. Петров, О. М. Булгаков // Вестник Воронежского госуниверситета. — 2004. — Вып. 2. — С. 72—77.