

УДК 621.382.33

## МИНИМИЗАЦИЯ ПОТЕРЬ ВО ВХОДНОЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ МОЩНОГО ВЧ (СВЧ) ТРАНЗИСТОРА

© 2004 Б. К. Петров, О. М. Булгаков\*

Воронежский государственный университет

\*Воронежский институт МВД России

Рассмотрены методики синтеза широкополосных входных согласующих LC-цепей мощных ВЧ и СВЧ транзисторов, учитывающие обусловленную взаимной индукцией неоднородность индуктивностей входных цепей транзисторных ячеек в отдельности. Показано, что данный фактор может быть использован для снижения потерь входной мощности путем синтеза согласующей цепи транзистора с гребенчатым видом частотной зависимости коэффициента передачи мощности, реализованным за счет равномерного распределения резонансных максимумов первых LC-звеньев отдельных ячеек в полосе согласования.

### ВВЕДЕНИЕ

В качестве входных согласующих цепей (ВСЦ) транзисторов в диапазоне частот 30...3000 МГц наибольшее распространение получили многосвязные Г-образные LC-фильтры нижних частот (ФНЧ, рис. 1), входное сопротивление которых определяется выражением [1]:

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

Здесь  $\text{Re}\{Z_{\text{тп}}(j\omega)\}$  — активная составляющая входного импеданса транзистора; величины  $A_n(\omega), X_n(\omega), B_n(\omega), Y_n(\omega)$  вычисляются по рекуррентным формулам:

$$A_n(\omega) = A_{n-1}(\omega) - X_n(\omega)\omega C_n,$$

$$B_n(\omega) = B_{n-1}(\omega) + Y_n(\omega)\omega C_n,$$

$$Y_n(\omega) = Y_{n-1}(\omega) - B_{n-1}(\omega)\omega L_n,$$

$$X_n(\omega) = X_{n-1}(\omega) + A_{n-1}(\omega)\omega L_n,$$

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

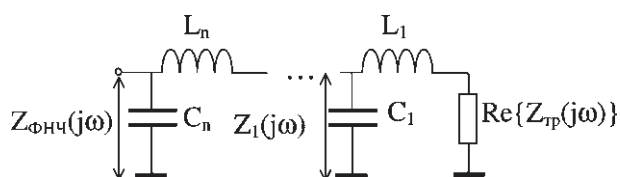


Рис. 1. Многосвязная входная согласующая LC-цепь

В современных конструкциях широкополосных ВЧ и СВЧ транзисторов первое, а зачастую, и второе LC-звено ВСЦ располагаются обычно в корпусе транзистора (рис. 2). Индуктивности  $L_1, L_2$  и, частично,  $L_3$  образованы за счет самоиндукции и взаимной индукции контуров [2], ограниченных проводниками (позиции 1, 2 и 3 соответственно), соединяющими обкладки МДП-конденсаторов (позиции 4 и 5), соответствующих емкостям  $C_1$  и  $C_2$  ВСЦ, с электродами корпуса транзистора (позиции 6, 7, 8) и металлизацией его активных областей (позиции 9, 10).

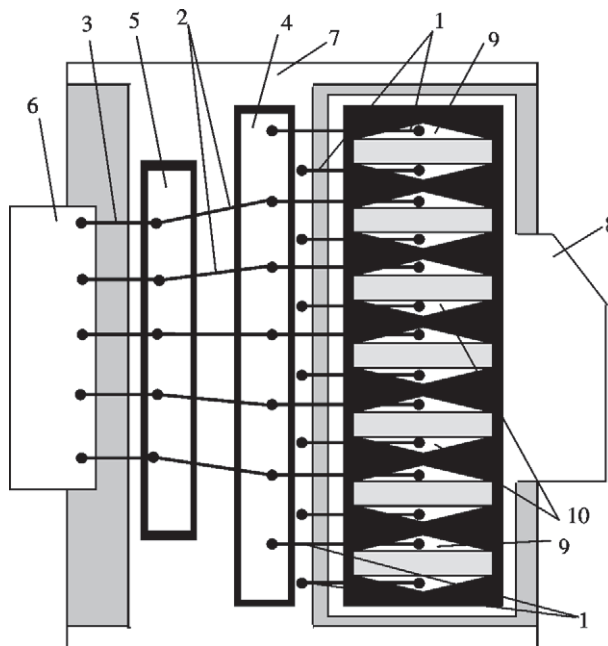


Рис. 2. Мощный ВЧ (СВЧ) транзистор

## ОБЩАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для широкодиапазонной  $n$ -звенной ВСЦ максимумы резонансных кривых  $LC$ -звеньев располагаются на различных частотах  $\omega_{0k}$  ( $k = 1, \dots, n$ ) в пределах требуемой полосы согласования  $\Delta\omega$ , а количество  $n$  звеньев определяется требованиями к относительной ширине полосы согласования  $\Delta\omega/\omega_0$  ( $\omega_0$  — центральная частота полосы согласования), относительной неравномерности характеристики  $K_{P_{ВСЦ}}(\omega)$  в полосе  $\Delta\omega$  и величиной коэффициента трансформации сопротивления (КТС) транзистора [3]. Отношение  $\Delta\omega/\omega_0$  в основном определяется минимально возможным значением КТС 1-го  $LC$ -звена и его добротности  $Q_1$ :

$$K_{тр1} = \frac{\operatorname{Re}\{Z_1(j\omega_0)\}}{\operatorname{Re}\{Z_{тр}(j\omega_0)\}} = 1 + \frac{\omega_0^2 \cdot L_1^2}{[\operatorname{Re}\{Z_{тр}(j\omega_0)\}]^2} = 1 + Q_1^2. \quad (2)$$

Здесь  $\operatorname{Re}\{Z_1(j\omega_0)\}$  — активная составляющая импеданса на обкладках конденсатора  $C_1$ . Поскольку величина  $\operatorname{Re}\{Z_1(j\omega_0)\}$  связана с выходной мощностью транзистора  $P_1$  обратной зависимостью:

$$\operatorname{Re}\{Z_{тр}(j\omega_0)\} = \frac{U_1^2 |h_{21}(j\omega)|^2}{2P_1 K_p(\omega)}, \quad (3)$$

где  $U_1$  — амплитуда 1-ой гармоники напряжения в нагрузке,  $h_{21}(j\omega)$  и  $K_p(\omega)$  — соответственно комплексный коэффициент передачи тока и коэффициент усиления по мощности транзистора, повышение выходной мощности транзистора обостряет проблему построения широкополосных усилителей на его основе.

Как следует из выражений (2) и (3), увеличение  $P_1$  и сохранение достигнутого значения полосы частот  $\Delta\omega$  возможно за счет следующих малопримемлемых мер:

— увеличения  $U_1$  за счет увеличения напряжения питания, что влечет за собой комплекс проблем, связанных с необходимостью повышения пробивных напряжений  $p$ - $n$ -переходов транзисторной структуры;

— уменьшения индуктивности  $L_1$  первого  $LC$ -звена ВСЦ, что, как правило, невозможно реализовать из-за ограничения на минимум расстояния между крайними точками проводников 1 (рис. 2);

— увеличения  $\operatorname{Re}\{Z_{тр}(j\omega)\}$  за счет дополнительного рассеяния входной мощности в  $LC$ -звене или на входе транзисторной структуры, что приводит к снижению  $K_p(\omega)$ .

С другой стороны, наличие в составе транзистора  $N$  (по количеству проводников 1, рис. 2) изоморфных транзисторных ячеек (ТЯ) с параллельно соединенными входами согласующих  $LC$ -звеньев открывает возможность увеличения  $\Delta\omega$  за счет синтеза ВСЦ с гребенчатым видом частотной зависимости коэффициента передачи мощности ее 1-м звеном  $K_{P_{L_1C_1}}(\omega)$ .

## ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ

Используем интегральный параметр:

$$\Delta P = \frac{1}{\omega_{вр} - \omega_{нр}} \int_{\omega_{нр}}^{\omega_{вр}} (1 - K_{P_{ВСЦ}}(\omega)) d\omega, \quad (4)$$

соответствующий относительным потерям мощности входного сигнала в полосе частот  $\Delta\omega = \omega_{вр} + \omega_{нр}$  в приближении равномерного распределения спектральной плотности мощности сигнала:  $W(\omega) = P_{вр} / \Delta\omega$ . С учетом неоднородностей значений индуктивностей  $L_{1j}$  [4] и, в меньшей степени,  $L_{2j}$  и  $L_{3j}$  ( $j = 1, \dots, N$ ) ВСЦ отдельных ТЯ, функция  $K_{P_{ВСЦ}}(\omega)$  может быть получена в результате усреднения соответствующих функций  $K_{P_{ВСЦ_i}}(\omega)$  в приближении равномерного распределения входной мощности по ТЯ:

$$K_{P_{ВСЦ}}(\omega) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N K_{P_{ВСЦ_i}}(\omega), \quad (5)$$

$$K_{P_{ВСЦ}}(\omega) = \frac{4 \operatorname{Re}\{Z_{ФНЧ_i}(j\omega)\} \cdot N \cdot R_r}{(N \cdot R_r + \operatorname{Re}\{Z_{ФНЧ_i}(j\omega)\})^2 + (\operatorname{Im}\{Z_{ФНЧ_i}(j\omega)\})^2}. \quad (6)$$

В выражении (6):  $R_r$  — сопротивление эквивалентного входного генератора (выходное сопротивление предыдущего усилительного каскада или другого блока устройства); значения  $Z_{ФНЧ_i}(j\omega)$  определяются по формуле (1).

Поскольку величины  $Z_{тр}(j\omega)$  и  $R_r$  заданы конструктивно-технологическими параметрами устройства, а максимальное значение  $\Delta\omega$  лимитируется минимально достижимой величиной  $Q_1$ , то на первом этапе синтеза ВСЦ определяется количество звеньев  $n$  и значения индуктивностей  $L_2, \dots, L_n$ , обеспечивающих достижение параметров

$\operatorname{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(j\omega)\} \approx R_{\Gamma}$  и  $\Delta\omega/\omega_0$  при некотором значении индуктивности  $L_1$  из интервала  $[L_{1\min}; L_{1\min} + \Delta L]$ . Дальнейший синтез ВСЦ, исходя из рассчитанного набора значений индуктивностей ВСЦ отдельных ТЯ как функций длины проводников [2]:  $L_{11}(l_1), \dots, L_{1N}(l_1); L_{21}(l_2), \dots, L_{2N}(l_2); \dots; L_{n1}(l_n), \dots, L_{nN}(l_n)$ ; требует оптимизации значений  $l_1, \dots, l_n$ , причем критерием оптимизации может быть минимум функций:

$$\Delta L_k = \left| \sum_{i=1}^N \left( \frac{1}{L_{ki}(l_k)} \right)^{-1} - L_k \right|, k = 1, \dots, n.$$

Задача снижения потерь мощности в широкополосной ВСЦ может осуществляться путем минимизации величины  $\Delta P$ , определяемой на основе выражений (1), (4)–(6). В этом случае оптимальные значения  $C_k$  получаются из набора  $\{\hat{C}_{kq}\}$  вещественных положительных корней уравнения:

$$\sum_{k=1}^n \frac{\partial[\Delta P(C_k)]}{\partial C_k} = 0, \quad (7)$$

удовлетворяющих критерию Сильвестра:

$$P_k > 0; k = 1, \dots, n, \quad (8)$$

для главных миноров  $P$  симметричной матрицы  $p$  квадратичной формы относительно дифференциалов аргументов  $dC_k$ :

$$P = \|p_{ki}\|; p_{ki} = \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^n \frac{\partial^2[\Delta P(C_1, \dots, C_n)]}{\partial C_k \partial C_i} \Bigg|_{C_k = \hat{C}_{kq}}, \quad (9)$$

или путем исследования поведения функции  $\Delta P(C_k)$  в окрестности точек  $\hat{C}_{kq}$ .

Упрощение нахождения значений  $C_k$ , обеспечивающих минимум  $\Delta P$ , может быть достигнуто путем последовательного поиска минимума функции  $\Delta P(C_k)$  при некотором  $k$  в соответствии с условиями:

$$\frac{\partial[\Delta P(C_k)]}{\partial C_k} = 0, \quad (10)$$

$$\frac{\partial^2[\Delta P(C_k)]}{\partial C_k^2} > 0, \quad (11)$$

а затем поиска абсолютного минимума функции  $\Delta P$  в окрестности  $\hat{C}_k$  из числа локальных экстремумов, удовлетворяющих условиям:

$$\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^n \frac{\partial[\Delta P(C_m)]}{\partial C_m} \Bigg|_{C_k \in [\hat{C}_k - \Delta C_k; \hat{C}_k + \Delta C_k]} = 0; \quad (7a)$$

$$P_m > 0; m = 1, \dots, n-1; \quad (8a)$$

$$p_{mi} = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^n \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n \frac{\partial^2[\Delta P(C_1, \dots, C_n)]}{\partial C_k \partial C_i} \Bigg|_{C_k = \hat{C}_{kq}}. \quad (9a)$$

Задача поиска оптимальных значений  $C_k$  может быть решена и при рассмотрении ВСЦ каждой ТЯ в отдельности посредством предварительного нахождения величин  $C_{ki}$  из соответствующих наборов  $\{\hat{C}_{kiq}\}$  вещественных корней уравнений

$$\sum_{k=1}^n \frac{\partial[\Delta P_i(C_{ki})]}{\partial C_{ki}} = 0; i = 1, \dots, N, \quad (12)$$

где  $\Delta P_i$  — функция функции потерь ВСЦ  $i$ -ой ТЯ, с последующим их усреднением с учетом параллельного соединения конденсаторов  $C_{ki}$ :

$$C_k = \sum_{i=1}^N C_{ki}, k = 1, \dots, n.$$

Выбор выражений (7), ..., (9); (10), (11) в совокупности с (7a), ..., (9a) или (12) в качестве основы вычислительных процедур синтеза определяется количеством LC-звеньев ВСЦ  $n$  и количеством ТЯ  $N$ . Так, при  $n \leq 3$  и  $N \leq 7$  предпочтительнее использовать условие (12), при  $n \leq 3$  и  $N \leq 6$  — условия (7), ..., (19), а при  $n > 3$  — условия (10), (11), (7a), ..., (9a).

Проведенное нами сравнение всех предложенных методик снижения потерь мощности в ВСЦ показало, что общим следствием оптимизации ВСЦ является приведение характеристики  $K_{P\text{ВСЦ}}(\omega)$  в заданной полосе частот  $\Delta\omega$  к равномерно колебательно-му виду в пределах интервала значений  $[1 - \delta; 1]$  и уменьшение величины  $\delta$ . При этом условиями, которыми должны удовлетворять максимумы функции  $K_{P\text{ВСЦ}}(\omega)$ , чтобы обеспечить повышение ее равномерности, и, тем самым — с уменьшение  $\Delta P$ , являются:

(I) — увеличение их количества  $M$  в полосе частот  $\Delta\omega$ ;

(II) — их равномерное распределение в полосе частот  $\Delta\omega$ ;

(III) — стремление их значений к 1, т.е.  $\operatorname{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(j\omega)\} \rightarrow R_{\Gamma}; \operatorname{Im}\{Z_{\text{ФНЧ}m}(j\omega_{0m})\} \rightarrow 0; m = 1, \dots, M$ .

Качественное продвижение по пути минимизации потерь мощности в ВСЦ обеспечивает идея секционирования верхней об-

кладки конденсатора  $C_1$  (позиция 4 на рис.2), так, что 1-е LC-звено каждой ТЯ характеризуется не только оригинальным значением индуктивности  $L_{1i}$ , но и емкости  $C_{1i}$  [5]. Таким образом обеспечивается выполнение условий (I) и (II). В этом случае в основе процедуры поиска значений емкостей ВСЦ будет лежать система уравнений:

$$\frac{\partial[\Delta P_i(C_{1i})]}{\partial C_{1i}} + \sum_{k=2}^n \frac{\partial[\Delta P_i(C_k)]}{\partial C_k} = 0; i = 1, \dots, N, \quad (13)$$

как распространение процедур на основе выражений (10), (11), (7а),..., (9а) на случай секционирования конденсатора  $C_1$ .

Очевидно, в соответствии с выражениями (6) и (1), условиями достижения максимального значения  $Max\{K_{P, L_{1i}, C_{1i}}(\omega)\} = 1$  однозвенного LC-ФНЧ являются:

$$\begin{aligned} \text{Im}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(j\omega)\} &= \\ &= \frac{-\omega[L_{1i} - (\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega)\})^2 C_{1i} - \omega^2 L_{1i}^2 C_{1i}]}{[\omega(\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega)\})C_{1i}]^2 + [\omega^2 L_{1i} C_{1i} - 1]^2} = 0, \end{aligned} \quad (14а)$$

$$\begin{aligned} \text{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(j\omega)\} &= \\ &= \frac{\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega)\}}{[\omega \text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega)\} C_{1i}]^2 + [\omega^2 L_{1i} C_{1i} - 1]^2} = R_{\Gamma}. \end{aligned} \quad (14б)$$

Ввиду различия  $L_{1i}$  и  $\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega)\}$  для различных  $i = 1, \dots, N$ , обусловленного взаимодуцией входных контуров транзистора, условие (14б) может не выполняться для всех ВСЦ ТЯ. Обобщением условий (14а), (14б) является:

$$\text{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(j\omega_{0i})\} = \max[\text{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(j\omega)\}], \quad (14в)$$

где  $\omega_{0i}$  — резонансная частота 1-го LC-звена ВСЦ  $i$ -ой ТЯ. Рассмотрев (14а) как систему уравнений с переменными  $C_{1i}$ , получим:

$$C_{1i} = \frac{L_{1i}}{(\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega_{0i})\})^2 + \omega_{0i}^2 L_{1i}^2}. \quad (15)$$

Аналогичные решения получаются и из уравнений на основе условия (14в):

$$\frac{\partial[\text{Re}\{Z_{\text{ФНЧ}i}(j\omega_{0i})\}]}{\partial C_{1i}} = 0; i = 1, \dots, N.$$

Выражение (15) обеспечивает выполнение условия (II), если:

$$\begin{aligned} \omega_{0i} &\in \{\omega_g\}; \\ \omega_g &= \frac{\Delta\omega}{N+1} \cdot g + \omega_n; g = 1, \dots, N, \end{aligned} \quad (16)$$

где  $\omega_n$  — нижняя граничная частота полосы согласования. Будем считать, что для выполнения условия (III) верхняя обкладка конденсатора ВСЦ (позиция 4 на рис.2) разделена на  $N$  участков (по числу ТЯ). Тогда из условия (III) с учетом выражения (2) получим:

$$\frac{N \cdot R_{\Gamma}}{\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega_{0i})\}} = 1 + \left( \frac{\omega_{0i} L_{1i}}{\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega_{0i})\}} \right)^2.$$

Отсюда

$$\begin{aligned} \omega_{0i} &= \frac{\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega_{0i})\}}{L_{1i}} \sqrt{\frac{N \cdot R_{\Gamma}}{\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega_{0i})\}} - 1} = \\ &= \frac{1}{L_{1i}} \sqrt{N \cdot R_{\Gamma} \cdot \text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega_{0i})\} - 1}. \end{aligned} \quad (17)$$

Для случая «грубого секционирования», когда количество изолированных участков  $N^* < N$  [5]:

$$\begin{aligned} \omega_{0d} &= \frac{1}{\bar{L}_{1d}} \sqrt{\frac{N \cdot R_{\Gamma} \cdot \text{Re}\{Z_{\text{тп}d}(j\omega_{0d})\}}{n_d} - 1}; \\ d &= 1, \dots, N^*, \end{aligned} \quad (17а)$$

где  $n_d$  — количество ТЯ, соединенных с  $d$ -м изолированным участком обкладки, т.е.:

$$\sum_{d=1}^{N^*} n_d = N,$$

$\bar{L}_{1d}$  и  $\text{Re}\{\bar{Z}_{\text{тп}d}(j\omega_{0d})\}$  — значения индуктивностей 1-х звеньев ВСЦ и активных составляющих входных импедансов рассматриваемой  $d$ -ой группы ТЯ:

$$\bar{L}_{1d} = \left[ \sum_{p=1}^{n_d} L_{1p}^{-1} \right]^{-1};$$

$$\text{Re}\{\bar{Z}_{\text{тп}d}(j\omega_{0d})\} = \left[ \sum_{p=1}^{n_d} (\text{Re}\{Z_{\text{тп}p}(j\omega_{0d})\})^{-1} \right]^{-1}.$$

Таким образом, резонансные частоты LC-звеньев отдельных ТЯ  $\omega_{0i}$  (или групп ТЯ,  $\omega_{0d}$ ) должны быть тем больше, чем больше отношение  $\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(j\omega_{0i})\}/L_{1i}$  (или, соответственно,  $\text{Re}\{\bar{Z}_{\text{тп}d}(j\omega_{0d})\}/\bar{L}_{1d}$ ). Такая прямая зависимость позволяет установить соответствие значений емкостей  $C_{1i}$  заранее рассчитанным значениям  $\text{Re}\{Z_{\text{тп}i}(\omega_{0i})\}$  или  $L_{1i}$ .

### ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

На рис. 3 представлены результаты расчетов частотных зависимостей коэффициентов передачи мощности трехзвенных ВСЦ. Для построения графиков использовались конструктивно-технологические и электрофизические параметры транзисторов КТ984Б (рис. 3а) и КТ970А (рис. 3б) [6]. Кривые 1 рассчитаны без учета представления транзистора набором параллельно соединенных ТЯ, значения  $C_1$  (для транзистора КТ970А — также и  $C_2$ ) взяты из [6], сопротивления  $\text{Re}\{Z_{\text{тр}}(f)\}$  и индуктивности  $L_1$  (для транзистора КТ970А — также и  $L_2$ ) вычислены согласно [2], остальные значения емкостей и индуктивностей ВСЦ рассчитаны в соответствии с [3]. Кривые 2 получены с учетом усреднения зависимостей  $K_{P_{\text{ВСЦ}_i}}(f)$  ВСЦ отдельных ТЯ для тех же значений  $C_k$ . Кривые 3 были построены для оптимизированных ВСЦ, величины  $C_k$  определялись на основе решения систем уравнений вида (12). При построении кривых 4 емкости  $C_{i_i}$  ВСЦ отдельных ТЯ определялись из выражений (15)—(17).

Неоднородность значений  $L_{1i}$  и  $L_{2i}$  приводит к тому, что для транзистора в целом во всей полосе частот не выполняется условие  $\text{Im}\{Z_{\text{ФНЧ}}(f)\}$ , поэтому  $K_{P_{\text{ВСЦ}_i}}(f) < 1$ . С другой стороны, различие резонансных частот  $f_{01}$   $1-x$  LC-звеньев ВСЦ приводит к сглаживанию не только максимумов, но и миниму-

мов функции  $K_{P_{\text{ВСЦ}_i}}(f)$ . В результате величина потерь  $\Delta P$  остается практически неизменной (кривые 3) или увеличивается незначительно (кривые 3) при лучшей относительной неравномерности характеристики  $K_{P_{\text{ВСЦ}_i}}(f)$  в полосе частот  $\Delta f$ .

Равномерное распределение резонансных частот  $\omega_{0i}$  изменяет вид графиков  $K_{P_{\text{ВСЦ}_i}}(f)$ : в основном сохраняя свой равноколебательный вид, функция имеет больше локальных экстремумов, за счет этого — большую равномерность в полосе  $\Delta f$  (кривые 4), а в ряде случаев — меньшую величину потерь  $\Delta P$  (рис. 3а). Поскольку увеличение резонансной частоты  $f_{01}$  сопровождается увеличением отношения  $\text{Re}\{Z_{\text{тр}_i}(f_{0i})\}/L_{1i}$ , это приводит к тому, что равномерно распределенные в полосе  $\Delta f$  резонансные максимумы коэффициентов передачи мощности  $1-x$  LC-звеньев ВСЦ отдельных ТЯ располагаются примерно на одном уровне, близком к единице. Это в итоге сказывается, хотя и в меньшей степени, и на результирующей характеристике  $K_{P_{\text{ВСЦ}_i}}(f)$ .

### ЛИТЕРАТУРА

1. Булгаков О.М. Потери мощности во входных цепях оконечных каскадов широкополосных мощных СВЧ транзисторных радиопередатчиков // Радиотехника. — 2000. — № 9. — С. 79—82.
2. Петров Б.К., Булгаков О.М., Гук П.О. Расчет эквивалентных индуктивностей входных цепей мощных СВЧ-транзисторов / Воронеж-

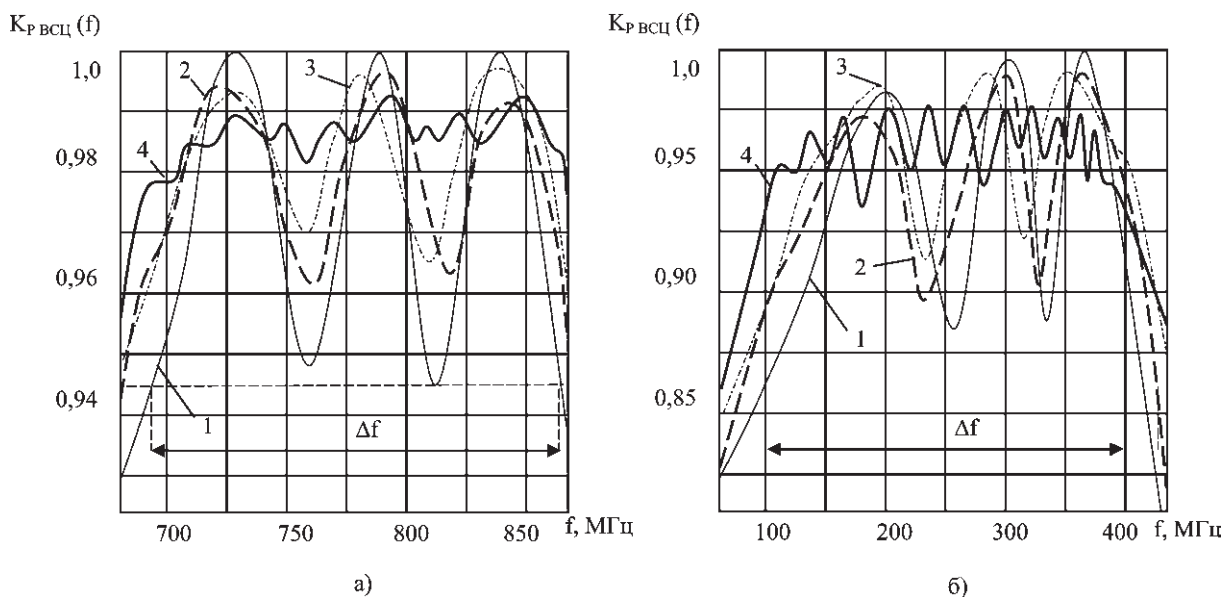


Рис. 3. Расчетные частотные зависимости коэффициентов передачи мощности согласующих цепей

ский гос. ун-т, г. Воронеж, 1992, деп. в ВИНТИ № 1420-В92.

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

4. *Булгаков О.М., Петров Б.К.* Компенсация уменьшения коэффициентов усиления по мощности оконечных каскадов узкодиапазонных ВЧ и СВЧ транзисторных усилителей, вызванного индуктивным взаимодействием входных цепей транзисторных ячеек / Сборник докладов VII Меж-

дународной научно-технической конференции “Радиолокация, навигация, связь” (Воронеж, 24—26 апреля 2001 г.). — Воронеж: ВНИИС, Вор-ГУ, 2001. — Т. 3. — С. 1791—1799.

5. Патент на изобретение РФ № 2192692, МПК<sup>7</sup> H01L 29/72. Мощный широкополосный ВЧ и СВЧ транзистор / О. М. Булгаков, Б. К. Петров. — Заявлен 11.03.01.

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