

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ КВАЗИПОЛИНОМИАЛЬНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ С УЧЁТОМ ДИССИПАТИВНЫХ ПОТЕРЬ В РЕЗОНАТОРАХ

## DESIGNING OF QUASIPOLYNOMIAL BANDSTOP FILTERS INTO ACCOUNT DISSIPATIVE LOSSES IN THE RESONATORS

*N. Unru  
E. Grigoriev*

### Annotation

The using of bandstop filters in practice in some cases may be considerably more advantageous over other types of filters. The method of design of a quasipolynomial bandstop filters on lumped and distributed elements taking into account dissipation in circuits and resonators, that will improve the quality of the device design. The analytical expressions, the results of calculations and experiments.

**Keywords:** quasipolynomial, bandstop filter, lumped, distributed, heat loss, synthesis.

*Унру Николай Эдуардович  
К.т.н., доцент, Новосибирский  
государственный технический университет  
Григорьев Евгений Викторович  
АО "Научно-производственное  
объединение "Лианозовский  
электромеханический завод", г. Томск*

### Аннотация

Использование режекторных фильтров на практике в ряде случаев может оказаться заметно более предпочтительным по сравнению с фильтрами других типов. Предлагается метод проектирования квазиполиномиальных режекторных фильтров на сосредоточенных и распределённых элементах с учётом диссипативных потерь в контурах и резонаторах, что позволит повысить качество проектирования устройства. Представлены аналитические выражения, результаты расчётов и экспериментов.

### Ключевые слова:

Квазиполиномиальный, режекторный фильтр, сосредоточенный, распределённый, тепловые потери, синтез.

Режекторные (полоснозапирающие) фильтры, пожалуй, реже всего используются на практике по сравнению с фильтрами нижних, высоких частот и полоснопропускающими. Однако их использование, например, в передатчиках для подавления гармоник и субгармоник выходного сигнала или в приёмниках для подавления нежелательных частотных составляющих входного сигнала и излучения собственного гетеродина может оказаться явно более предпочтительным, чем использование фильтров других типов [1]. В свете сказанного рассмотрение вопросов, относящихся к режекторным фильтрам, является актуальным.

Известен метод расчёта квазиполиномиальных режекторных фильтров (КПРФ) [2, 3 и др.] основан на предположении, что в его элементах отсутствуют диссипативные потери. Этот подход заметно сужает возможную область использования полученных результатов. Как отмечается в [3 и др.], диссипативные потери в элементах фильтра сильно сказываются (в первую очередь) на уровне режекции в полосе задерживания (ПЗ) и поэтому отказ от их учёта при синтезе может, вообще говоря, привести к созданию фильтра с неудовлетворительной величиной затухания в ПЗ.

Целью данной работы является предложить метод расчёта сосредоточенных КПРФ, позволяющий учесть наличие тепловых потерь в его резонансных элементах.

### Диссипативная модель КПРФ

Проблема учёта тепловых потерь при расчёте фильтров не является тривиальной и хорошо знакома их разработчикам, а методы решения этой проблемы уже имеют свою собственную историю развития [4–10 и др.]. Использовать метод предискажений [4, 5, 9] в данном случае не имеет смысла – значения элементов НЧ-прототипа являются лишь некоторыми приближениями к истинному решению. Аналитические выражения, предлагаемые в [7, 8], позволяют учитывать влияние добротностей резонаторов фильтров на величину их потерь в полосах пропускания (ПП) и уровень режекции в ПЗ.

Рассмотрим возможность использования метода [2, 3], но при условии учёта потерь в элементах как полиномиального режекторного фильтра (ПРФ) так и квазиполиномиального. Метод расчёта КПРФ [2, 3 и др.] основан на использовании функции рабочего затухания (ФРЗ) [11]

$$L(\omega) = \frac{R_L}{4R_G} \left| a_{11} + \frac{a_{12}}{R_L} + a_{21}R_G + a_{22} \frac{R_G}{R_L} \right|^2, \quad (1)$$

где  $\omega = 2\pi f$ ,  $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}, \alpha_{22}$  – элементы матрицы передачи,  $R_G$  и  $R_L$  – активные сопротивления источника сигнала и нагрузки соответственно. Суть метода заключается в составлении и решении системы нелинейных уравнений

$$\begin{cases} B(\omega_1, Q, L_1, C_1, \dots) = G(\omega_1, Q, L_1, C_1, \dots) \\ B(\omega_2, Q, L_1, C_1, \dots) = G(\omega_2, Q, L_1, C_1, \dots) \\ \dots \\ B(\omega_n, Q, L_1, C_1, \dots) = G(\omega_n, Q, L_1, C_1, \dots) \end{cases}, \quad (2)$$

где  $B(\omega_i, Q, L_1, C_1, \dots)$  и  $G(\omega_i, Q, L_1, C_1, \dots)$  – выражения для ФРЗ на частоте  $\omega_i$  для ПРФ и КПРФ соответственно,  $n$  – порядок системы уравнений, равный количеству искоемых значений номиналов элементов КПРФ ( $L_1, C_1, \dots$ ).

Диссипативные модели некоторых, наиболее простых схем ПРФ представлены в **табл. 1**. – там же записаны соответствующие аналитические выражения для ФРЗ,

$$B(\omega, Q, L_1, C_1, \dots)$$

где  $Q$  – собственная добротность контуров. При проектировании неперестраиваемых КПРФ основной вклад в тепловые потери фильтра вносят контурные катушки индуктивности [4], так как почти всегда имеется возможность использовать высокодобротные ёмкости. В случае создания перестраиваемых КПРФ ситуация заметно отличается – тепловые потери в индуктивностях и емкостях (как правило, в их качестве выступают варикапы) чаще всего соизмеримы, причём для фильтров с широким диапазоном перестройки потери в емкостях чаще всего преобладают.

Диссипативные потери в контурных емкостях будем характеризовать последовательным активным сопротивлением  $r_C$ , а для описания потерь в индуктивностях  $L$  используем её добротность  $Q_L$  (в общем случае зависящей от частоты).

Тогда имеем

$$Q = \frac{1}{r_C / \omega L + 1 / Q_L} \quad \text{– для последовательного и}$$

$$Q = \frac{1}{r_C \omega^3 L C^2 + 1 / Q_L} \quad \text{– для параллельного контуров.}$$

Тепловые потери в отрезках однородных длинных линиях с геометрической длиной  $L$  и волновым сопротивлением  $\rho$  будем характеризовать коэффициентом затухания  $\alpha$  (вообще говоря, зависящем от частоты). В таком виде собственная добротность резонаторов, состоящих

из отрезка однородной длинной линии и ёмкости, будет

$$Q = \frac{\omega L}{2 \left[ \frac{\operatorname{tg}(\alpha L) \sec^2(\beta L)}{\rho(\operatorname{tg}^2(\alpha L) + \operatorname{tg}^2(\beta L))} + \frac{r_C \omega^2 C^2}{r_C^2 \omega^2 C^2 + 1} \right]} \left[ C + \frac{L}{\rho C_0 \cos^2(\beta L)} \right].$$

Этот подход, конечно же, сужает область применения предлагаемых моделей. Оправдать его можно тем, что при использовании более точных моделей для учёта диссипативных потерь (например, и в элементах связи), аналитические выражения для ФРЗ становятся заметно более громоздкими, а достигаемый положительный эффект не слишком заметным, так что ускользает смысл в их практическом использовании.

В **табл. 2** для некоторых схем КПРФ (с наиболее привлекательными АЧХ в диапазоне частот и перестройки) на сосредоточенных элементах представлены аналитическое выражение для ФРЗ  $G(\omega_i, Q, L_1, C_1, \dots)$ . Там же для конкретного примера показано как изменяется АЧХ фильтра в диапазоне перестройки ( $Q = 100$ ). Эти АЧХ они дают некоторую информацию о частотных свойствах представленных схем, что полезно при выборе схемы КПРФ.

Аналогичная информация для трёх схем КПРФ на распределённых элементах приведена в **табл. 3** ( $r_C = 0.25 \text{ Ом}$ ,  $\rho = 50 \text{ Ом}$ ,  $\alpha = 0.1 \text{ дБ/м}$ ).

Рассмотрим порядок проектирования перестраиваемого КПРФ на конкретном примере. Исходные данные выберем следующими: тип варикапа – 2А611А ( $r_C = 0.87 \text{ Ом}$  (на частоте 1 ГГц),  $C = 1.8 \dots 8 \text{ пФ}$ ); параметры отрезков линии передачи с  $\rho = 50.8 \text{ Ом}$  на частоте 1 ГГц:  $\epsilon_r = 3.89$ ,  $\alpha = 1.84 \text{ дБ/м}$ ; диапазон перестройки:  $f_{\min} = 0.5 \text{ ГГц}$ ,  $f_{\max} = 1 \text{ ГГц}$ ;  $R_G = R_L = 50 \text{ Ом}$ ; граничные частоты ПЗ на  $f_{\max}$ :  $f_{+S} = 0.97 \text{ ГГц}$ ,  $f_S = 1.05 \text{ ГГц}$ ; затухание в ПЗ  $\alpha_S \geq 20 \text{ дБ}$ ; АЧХ чебышевского типа, при пульсациях в ПП  $\Delta\alpha \leq 0.1 \text{ дБ}$ ; граничные частоты ПП на  $f_{\max}$ :  $f_{+I} = 0.75 \text{ ГГц}$ ,  $f_I = 1.25 \text{ ГГц}$  – рабочей будет левая ПП.

1. Стандартными процедурами для ПРФ находим: порядок фильтра  $n = 2$ , для 2-й сверху в **табл. 1** схемы ПРФ имеем:  $L_1 = 15.335 \text{ нГн}$ ,  $C_1 = 1.6218 \text{ пФ}$ ,  $L_2 = 2.6352 \text{ нГн}$ ,  $C_2 = 9.4375 \text{ пФ}$ . Элементы НЧ фильтра-прототипа равны: 1, 1.0379, 0.6746, 1.5386.

2. Вычисляем значение собственной добротности последовательных контуров ПРФ на сосредоточенных элементах  $Q = 63.9$ . В этом случае диссипативные потери в ПП и уровень режекции в центре ПЗ, согласно [7, 8], будет соответственно  $\Delta L_A = 0.466 \text{ дБ}$  и  $L_A = 57 \text{ дБ}$ . Вычисленное значение  $L_A$  позволяет надеяться, что требуемое затухание в ПЗ  $\alpha_S \geq 20 \text{ дБ}$  будет достигнуто.

Таблица 1.

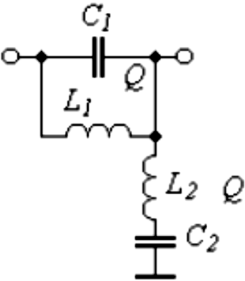
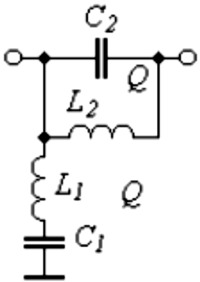
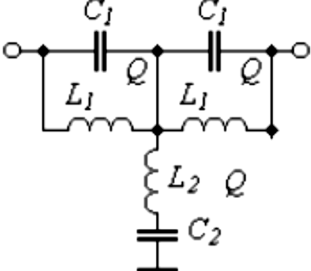
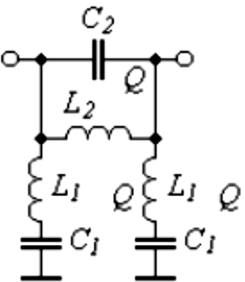
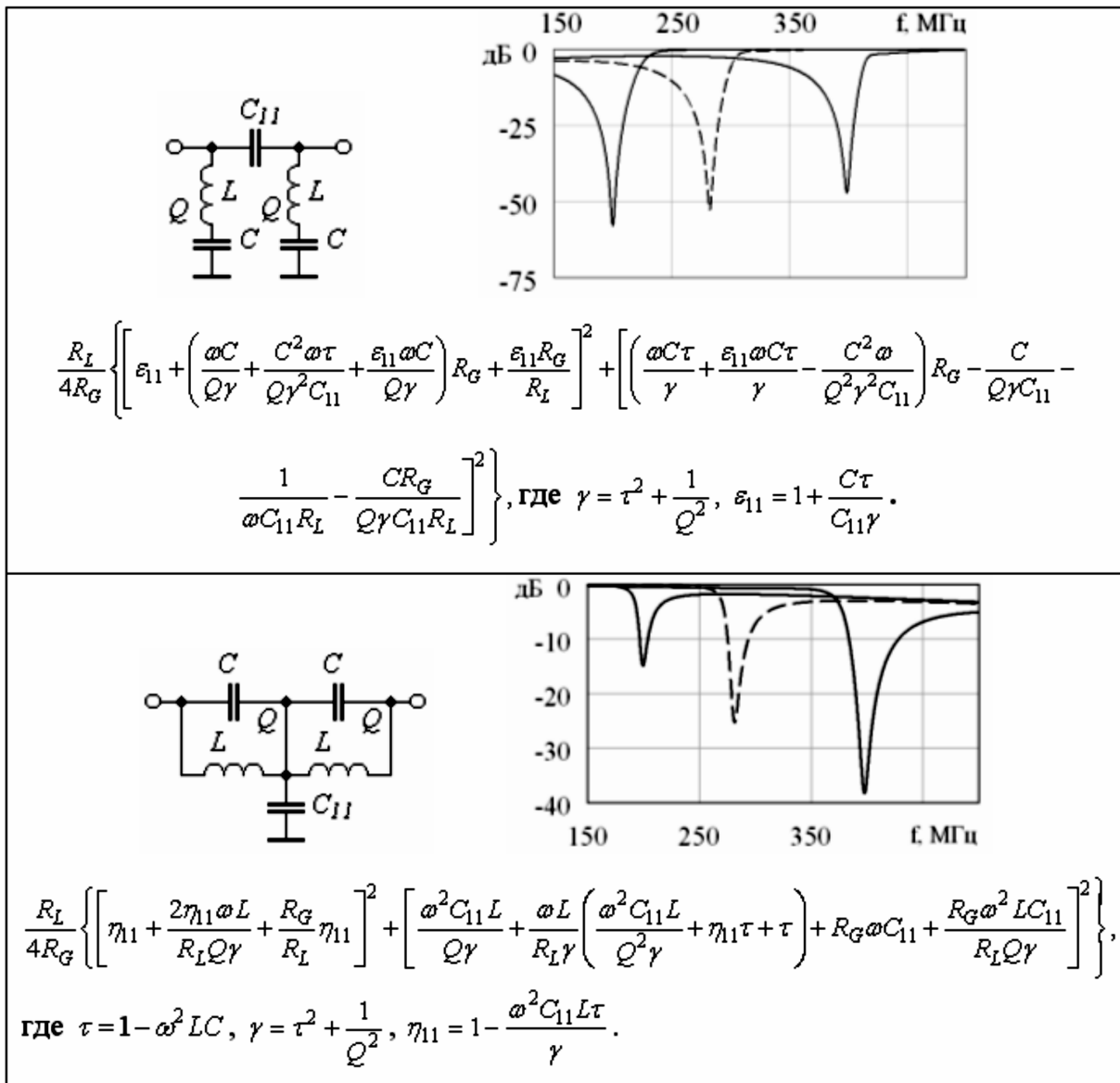
Схема ПРФ	$B(\omega, Q, L_1, C_1, \dots)$
	$\frac{R_L}{4R_G} \left[ \left( 1 - \frac{\omega^2 L_2 \beta C_2}{\beta^2 + 4\tau^2 / Q^2} + \frac{\omega L_2}{Q\gamma R_L} + \frac{\omega C_2 R_1}{Q\gamma} + \frac{R_G}{R_L} \right)^2 + \left( \frac{2\omega^2 C_2 \tau L_2}{Q(\beta^2 + 4\tau^2 / Q^2)} + \frac{\omega L_2 \tau}{\gamma R_L} + \frac{\omega C_2 \tau R_G}{\gamma} \right)^2 \right],$ <p>где <math>\tau = 1 - \omega^2 L_1 C_1</math>, <math>\gamma = \tau^2 + 1/Q^2</math>, <math>\beta = \tau^2 - 1/Q^2</math>.</p>
	$\frac{R_L}{4R_G} \left[ \left( 1 + \frac{\omega L_2}{Q\gamma R_L} + \frac{\omega C_1 R_G}{Q\gamma} + \frac{R_G}{R_L} \left( 1 - \frac{\omega^2 C_1 \beta L_2}{\beta^2 + 4\tau^2 / Q^2} \right) \right)^2 + \left( \frac{\omega L_2 \tau}{\gamma R_L} + \frac{\omega C_1 \tau R_G}{\gamma} + \frac{2\omega^2 C_1 \tau L_2 R_G}{Q(\beta^2 + 4\tau^2 / Q^2) R_L} \right)^2 \right],$ <p>где <math>\tau = 1 - \omega^2 L_1 C_1</math>, <math>\gamma = \tau^2 + 1/Q^2</math>, <math>\beta = \tau^2 - 1/Q^2</math>.</p>
	$\frac{R_L}{4R_G} \left[ \left( 1 - \frac{\omega^2 L_1 C_2}{\gamma^2} + \frac{\mu_{12} R_G}{R_L} \right)^2 + \left( \frac{\mu_{12} \omega L_1}{\gamma R_L} + \frac{\omega L_1}{\gamma R_L} + \frac{\omega C_2 R_G}{\gamma} \right)^2 \right],$ <p>где <math>\tau = 1 - \omega^2 L_1 C_1</math>, <math>\gamma = \tau^2 + 1/Q^2</math>, <math>\beta = \tau^2 - 1/Q^2</math>,  <math>\mu_{12} = 1 - \frac{\omega^2 L_1 C_2}{\gamma^2}</math>.</p>
	$\frac{R_L}{4R_G} \left\{ \left[ 1 - \frac{\omega^2 \beta L_2 C_1}{\delta} + \frac{\omega L_2}{Q\gamma R_L} + R_G \left( \frac{\omega C_1}{Q\gamma} - \frac{2\omega^3 \tau^2 L_2 C_1^2}{Q\delta\gamma} + \frac{\omega C_1 \mu_{21}}{Q\gamma} \right) + \frac{R_G \mu_{21}}{R_L} \right]^2 + \left[ \frac{2\omega^2 C_1 \tau L_2}{Q\delta} + \frac{\omega L_2 \tau}{\gamma R_L} + R_G \left( \frac{\omega C_1 \tau}{\gamma} + \frac{\omega C_1 \mu_{21}}{\gamma} + \frac{2\omega^3 C_1^2 \tau L_2}{Q^2 \delta \gamma} \right) + \frac{2\omega^2 C_1 \tau L_2 R_G}{Q\delta R_L} \right]^2 \right\},$ <p>где <math>\tau = 1 - \omega^2 L_1 C_1</math>, <math>\gamma = \tau^2 + 1/Q^2</math>, <math>\beta = \tau^2 - 1/Q^2</math>,  <math>\delta = \beta^2 + 4\tau^2 / Q^2</math>, <math>\mu_{21} = 1 - \frac{\omega^2 \beta L_2 C_1}{\delta}</math>.</p>

Таблица 2.



Расчётная АЧХ спроектированного ПРФ показана на рис. 1.

3. Как видно из рис. 1 вид полученной АЧХ ПРФ вполне соответствует исходным требованиям на фильтр на  $f_{\text{max}} = 1$  ГГц.

Теперь с использованием системы нелинейных уравнений [2] рассчитаем (задавшись  $L_{01} = 14$  нГн, находим  $L_{11} = 11,4$  нГн и  $L = 24$  мм), исходя из удобства конструктивной реализации, в первую очередь, а также требуемого вида АЧХ (ПП слева) КПРФ (схема 3-я сверху в табл. 3).

Перестраиваемый КПРФ на распределённых элементах был рассчитан, изготовлен и исследован. Его элек-

трическая принципиальная схема представлена на рис. 2, экспериментальная АЧХ – на рис. 3, а, расчётная АЧХ на рис. 3,б

Как видно из рис. 3, вид АЧХ плохо соответствует заданию на проектирование – значение  $L_A$  значительно меньше предсказанного, согласно [7, 8] (31 дБ вместо 57 дБ), полоса режекции несколько превышает требуемую (220 МГц вместо 200 МГц).

Вместе с тем видно, что расчётная АЧХ КПРФ, рассчитанного с учётом диссипативных потерь в элементах фильтра значительно лучше соответствует экспериментальным данным.

Таблица 3/1.

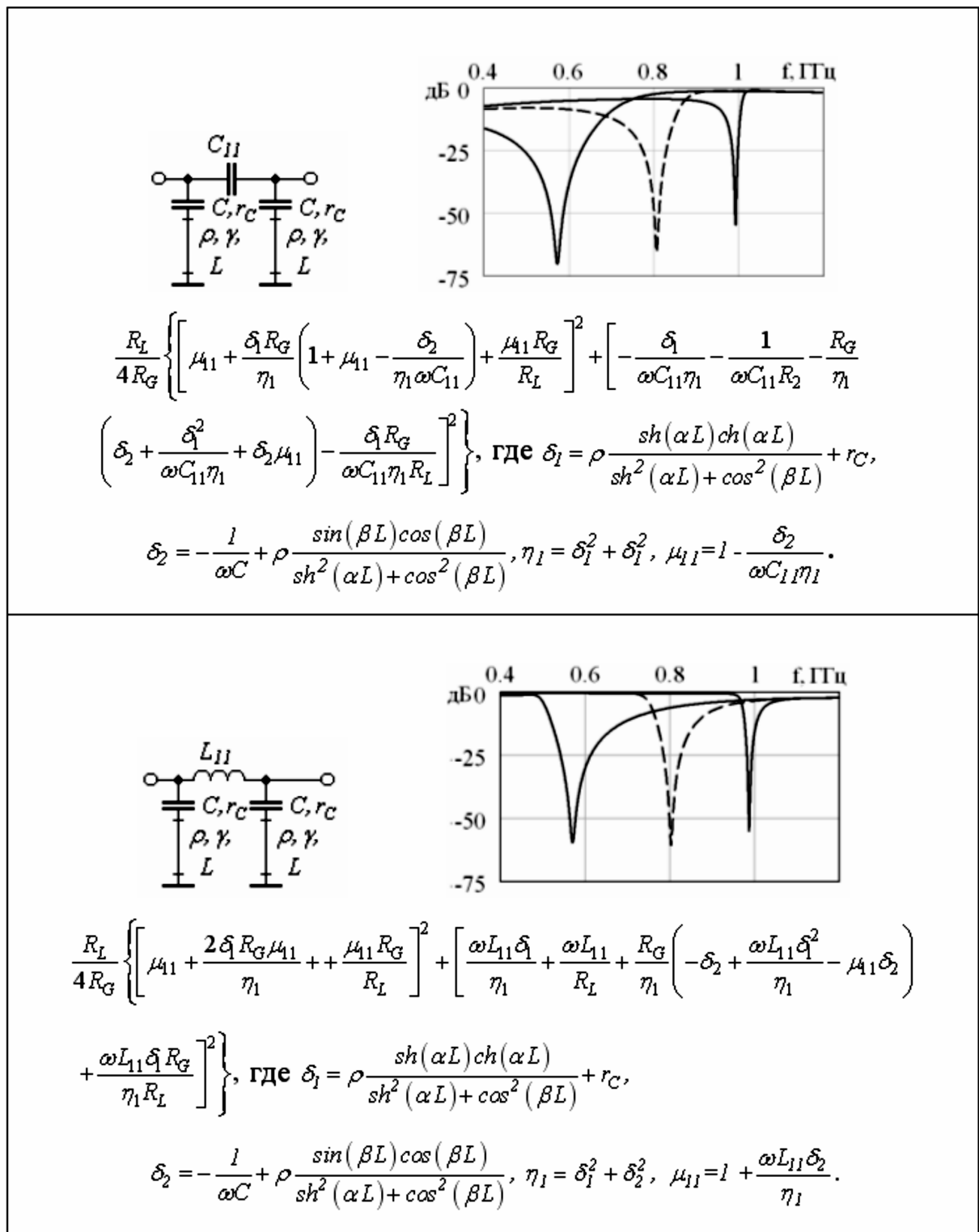


Таблица 3/2.

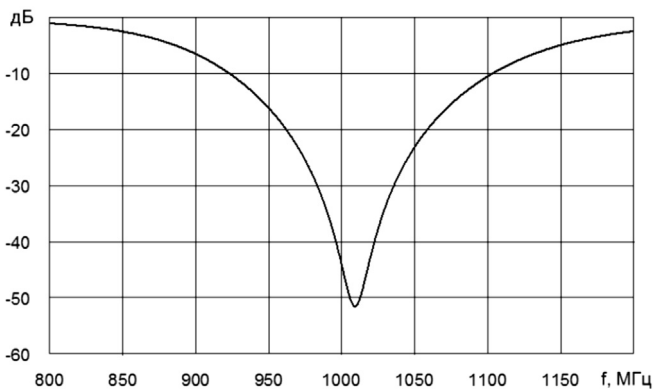
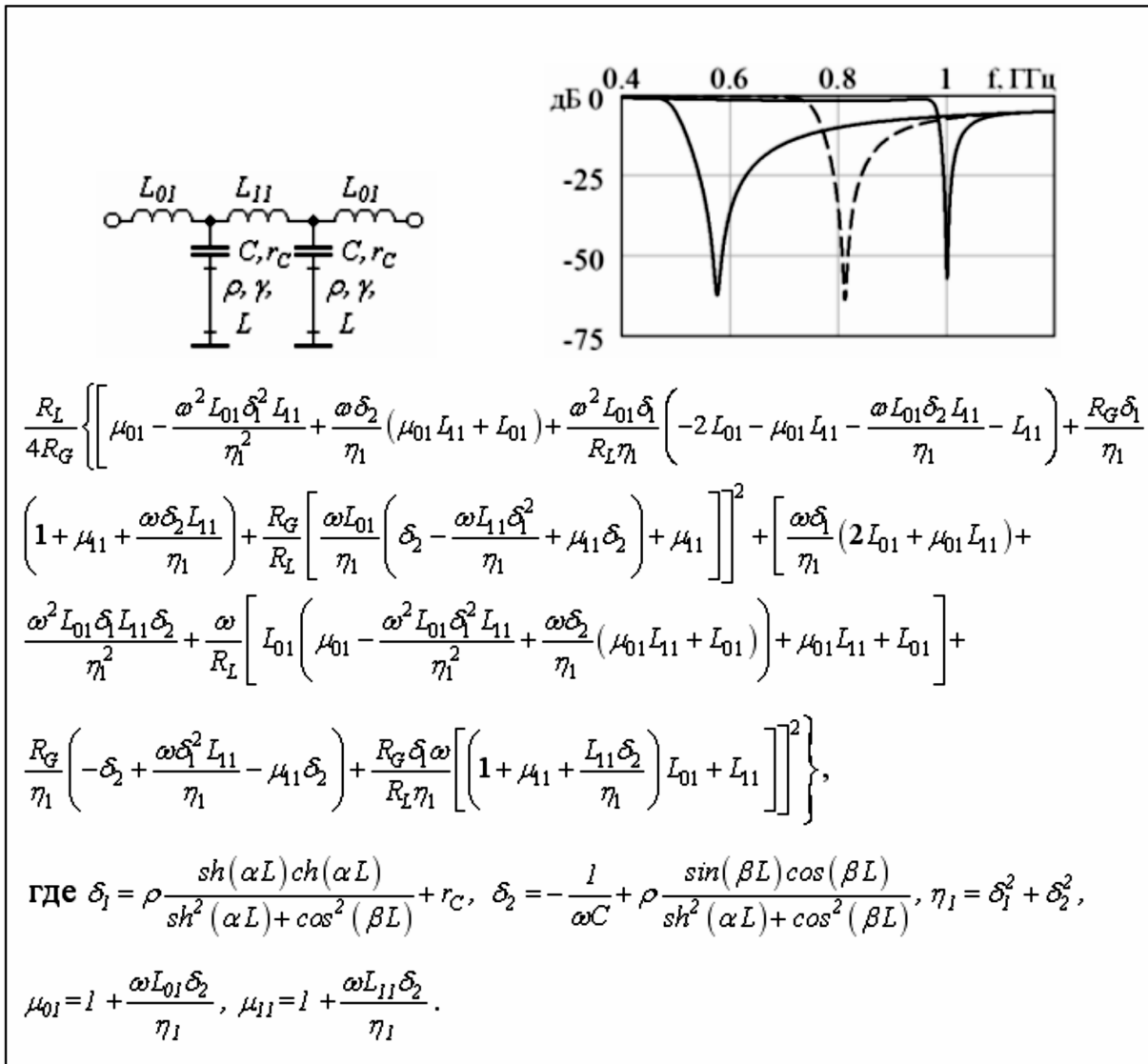


Рисунок 1. Расчётная АЧХ ПРФ.

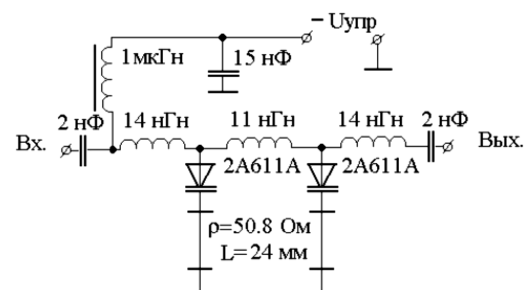


Рисунок 2. Электрическая принципиальная схема перестраиваемого КПРФ.

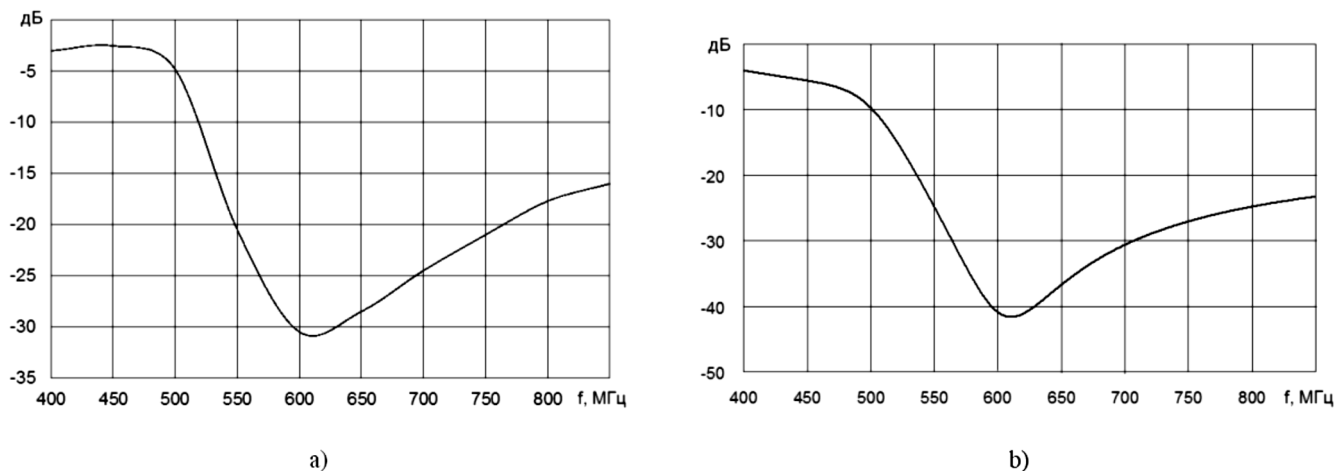


Рисунок 3. Экспериментальная (при  $U_{упр} = 1$  В), - а) и расчетная (при ёмкости варикапов 7 пФ, - б) АЧХ КПРФ, схема которого изображена на рис. 2.

### Вывод

Предложены аналитические выражения и метод проектирования, которые позволяют учитывать диссипатив-

ные потери в элементах квазиполиномиальных режекторных фильтрах и тем самым улучшить качество его расчёта.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Унру Н.Э. Возможности использования квазиполиномиальных перестраиваемых режекторных фильтров в бортовых комплексах радиосвязи. – 6 международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Материалы симпозиума. – Санкт-Петербург, 2005. с. 187–191.
2. Унру Н.Э., Григорьев Е.В. Электрические характеристики и метод проектирования двухконтурных перестраиваемых квазиполиномиальных режекторных фильтров с параллельным резонансом. – Научный вестник НГТУ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – № 1(26). – с. 65–76.
3. Унру Н.Э., Григорьев Е.В. Перестраиваемые квазиполиномиальные режекторные фильтры третьего порядка на сосредоточенных элементах // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2007. вып. 6. с. 37–45.
4. Альбац М.Е. Справочник по расчёту фильтров и линий передачи. – М.–Л., Госэнергоиздат, 1963. – 200 с.
5. Собенин Я.А. Расчёт полиномиальных фильтров. – М.: Связьиздат, 1963. – 272 с.
6. Бачинина Е.Л., Прохорова Н.И., Фельштейн А.Л. Потери в фильтрах СВЧ и проблемы миниатюризации. – Радиотехника. – 1971. – т. 26, № 10. – с. 46–52.
7. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры свч, согласующие цепи и цепи связи /Пер. с англ. под общей ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнира, т. 1. – М.: Связь, 1971. – 439 с.
8. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры свч, согласующие цепи и цепи связи /Пер. с англ. под общей ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнира, т. 2. – М.: Связь, 1972. – 495 с.
9. Справочник по расчёту фильтров с учётом потерь, пер. с нем. Г.Ф. Литвиненко под общ. ред. К.А. Сильвинской. – М.: Связь, 1972. – 200 с.
10. Гусева М.Н. Обобщённый метод синтеза пассивных фильтров СВЧ с учётом диссипативных потерь. – Известия вузов, серия: Радиоэлектроника. – 1980. – № 11. – с. 14–18.
11. Фельштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырёхполюсников и восьмиполюсников на свч. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

© Н.Э. Унру, Е.В. Григорьев, ( zhenok@ngs.ru ), Журнал «Современная наука: актуальные проблемы теории и практики»,

