

# ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХЗВЕННОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО ФИЛЬТРА НА РЕЗОНАТОРАХ СО ШЛЕЙФАМИ

Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А.

Институт Физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Академгородок, Красноярск, 660036, Россия  
тел.: 3912-494591, e-mail: belyaev@iph.krasn.ru

**Аннотация** – Теоретически, в квазистатическом приближении исследовано распределение высокочастотных напряжений и токов по полосковым проводникам резонаторов двухзвенного микрополоскового фильтра со шлейфами. Показано, что в резонаторах такого типа две из нижайших мод участвуют в формировании полосы пропускания фильтра, а третья нижайшая мода обеспечивает режекцию на склоне полосы пропускания.

## I. Введение

В работе [1] на примере двухзвенных микрополосковых фильтров (МПФ), составленных из шпильковых резонаторов, было показано, что подключение к последним шлейфов (Рис.1) существенно увеличивает селективные свойства фильтров. Так фильтр, полученный каскадным соединением двух подобных МПФ, настроенных на одну полосу пропускания, по селективным свойствам значительно превосходил

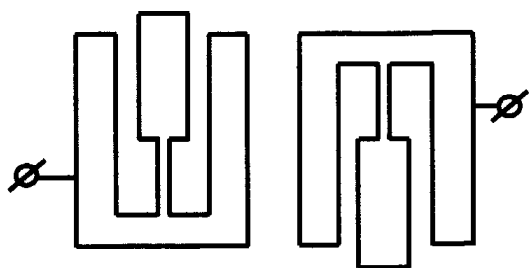


Рис.1  
Fig.1

обычный шестизвенный МПФ. Очевидно, что такой путь повышения селективности узкополосных фильтров на малодобротных резонаторах, каковыми и являются микрополосковые, перспективен. Для успешного проектирования подобных фильтров необходимо выяснить, как распределены амплитуды ВЧ напряжений и токов в проводниках резонатора и шлейфах на частотах, соответствующих резонансам, формирующим полосу пропускания фильтра, и экстремумам режекции на склонах полосы пропускания. Решению этой задачи посвящена настоящая работа.

## II. Основная часть

Как известно, электрические характеристики различных микрополосковых структур, рассчитанные в квазистатическом приближении, достаточно хорошо согласуются с экспериментом. Это позволило нам необходимые исследования провести теоретически. Для простоты исследовалась модель двухзвенного фильтра на полуволновых резонаторах, прямолинейные регулярные проводники которых имели четвертьволновую длину области связи. К серединам резонаторов кондуктивно были подключены также регулярные прямолинейные шлейфы, полосковые проводники которых ортогональны проводникам резонаторов. Резонаторы фильтра посредством кондуктивной связи подключались к 50-омным линиям передачи по большой диагонали.

На рис.2 приведены АЧХ прямых и обратных потерь исследуемой модели фильтра на подложке с  $\epsilon=80$ , настроенного на центральную частоту  $f_0=500$  МГц и полосу пропускания 50 МГц по уровню -3 дБ.

Достаточно хорошее совпадение приведенной АЧХ с АЧХ фильтра, описанного в [1], подтверждает правомерность использования упрощенной модели.

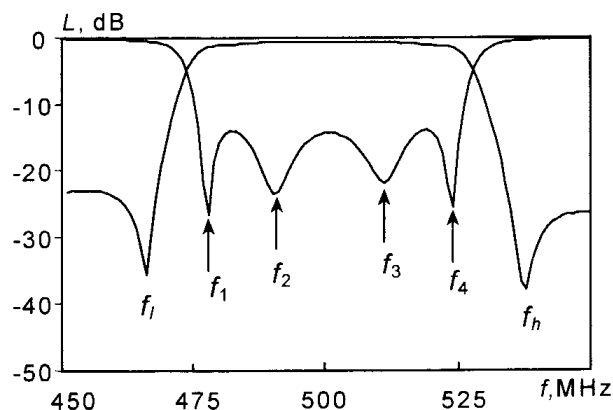


Рис. 2. АЧХ прямых и обратных потерь двухзвенной модели фильтра со шлейфами.

Fig. 2. Frequency responses of transmission and return losses in the model of two-pole filter having stubs.

Четыре минимума на кривой обратных потерь фильтра ( $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  и  $f_4$ ) свидетельствуют о том, что в формировании полосы пропускания участвуют четыре резонанса, несмотря на то, что фильтр имеет всего два звена. Полюса затухания на частотах  $f_1$  и  $f_h$  значительно увеличивают крутизну низкочастотного и высокочастотного склонов АЧХ. На каждой из обозначенных частот были рассчитаны распределения амплитуд высокочастотных напряжений и токов по полосковым проводникам резонаторов и шлейфов.

На рис.3 приведены распределения амплитуд высокочастотных напряжений и токов вдоль полосковых проводников резонаторов  $U(X)$ ,  $I(X)$  и шлейфов  $U(x)$ ,  $I(x)$ . Из диаграмм видно, что на частотах  $f_2$  и  $f_3$  распределение полей в резонаторах обычное для полуволновой моды колебаний. На частотах  $f_1$  и  $f_4$  аналогичное распределение наблюдается только у одного из взаимодействующих резонаторов. Структура полей во втором резонаторе, благодаря шлейфу, соответствует короткому замыканию середины полоскового проводника на экран. При этом высокочастотный ток в центре резонатора скачком изменяет знак, а знак напряжения по всей длине полоскового проводника резонатора один и тот же.

На частоте полюса затухания, расположенного ниже полосы пропускания  $f_1$ , на той половине резонатора, которая подключена к выходной линии передачи, электромагнитные колебания практически отсутствуют. Интересно, что на частоте полюса, расположенного выше полосы пропускания  $f_h$ , колебания отсутствуют во всех проводниках выходного резонатора, также в той половине входного резонатора, которая имеет с выходным область связи. Очевидно, что в полюсах затухания высокочастотная мощность полностью отражается на входе рассматриваемого фильтра.

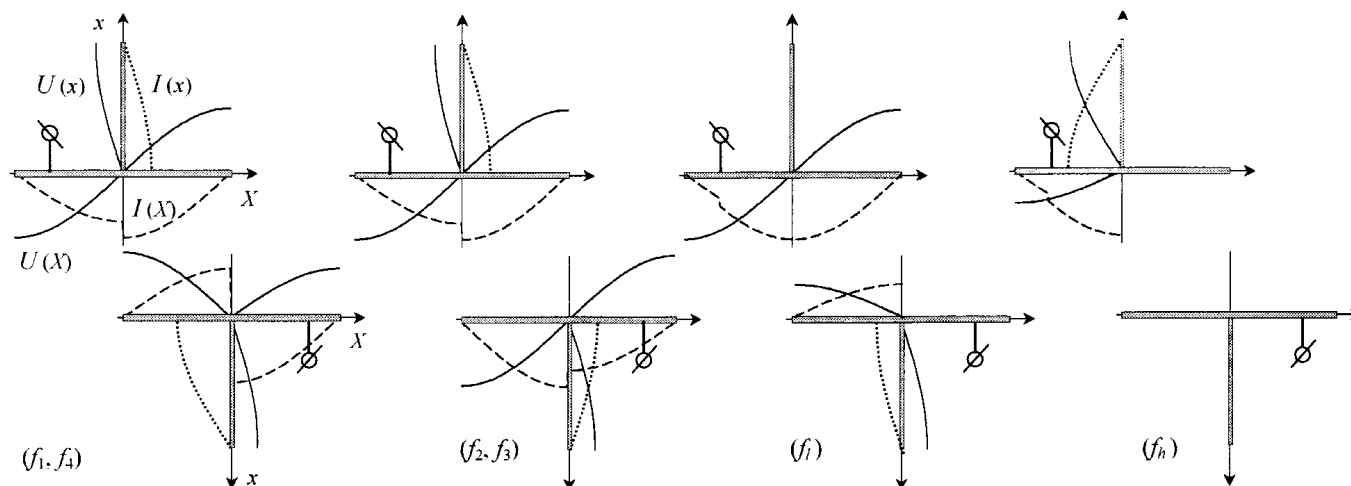


Рис. 3. Диаграммы распределения амплитуд напряжений и токов по проводникам фильтра.

Fig. 3. Diagrams of voltages and currents amplitude distribution along the filter conductors.

Следует отметить, что на всех исследованных частотах в проводниках шлейфов наблюдаются электромагнитные колебания, поэтому в данном случае разделение понятий «резонатор» и «шлейф», конечно же, условно и использовано для удобства и большей наглядности.

### III. Заключение

Теоретически, в квазистатическом приближении исследовано распределение амплитуд высокочастотных напряжений и токов в полосковых проводниках резонаторов двухзвенного фильтра со шлейфами. Показано, что наличие шлейфа в резонаторе микрополоскового фильтра приводит к тому, что в таком резонаторе возбуждаются еще две моды, одна из которых, «симметричная», участвует в формировании полосы пропускания, другая обеспечивает режекцию на склонах полосы пропускания фильтра. Благодаря этому, АЧХ обратных потерь двухзвенного фильтра имеет вид как у четырехзвенного, а селективные свойства даже выше.

### IV. Список литературы

- [1] Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А. Каскадное соединение двухзвенных микрополосковых фильтров на резонаторах со шлейфными элементами. – В кн. Труды 5-й международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения», [Новосибирск, 26-29 сентября 2000 г.] Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000, Т. 7, стр.124-125.

## INVESTIGATION OF TWO-POLE FILTER BASED ON MICROSTRIP RESONATORS WITH STUBS

A.A. Aleksandrovsky, B.A. Belyaev, A.A. Leksikov  
Kirensky Institute of Physics  
Akademgorodok, Krasnoyarsk, 660036, Russia  
E-mail: belyaev@post.krscience.rssi.ru

**Abstract** - Theoretically, in quasi-static approximation a distributions of MW voltages and currents along strip conductors of resonators of the two-pole microstrip filter having stubs are investigated. It is shown that two of the lowest modes participate in forming the filter pass-band, and the third lowest mode provides a rejection at a slope of transmission band.

### I. Introduction

Previously [1,2] it has been shown that connection of stubs to microstrip hairpin resonators (Fig.1) leads to considerable increase in selectivity of the filter on their base. A pass-band of such two-pole filter appeared to be formed by four resonances, not by two ones as usually. This fact is illustrated by Fig. 2 where frequency responses of two-pole "stubbed" filter are shown. Existence of four minimums, not two, in return losses reflects this. Besides, there are extremums of rejection on the pass-band slopes. Obviously, in the filter operation not one lowest mode participates, but several. For successful designing such filter it is important to determine the distribution of MW voltages and currents along the filter strip conductors at frequencies of these modes, that is the task of the present work.

### II. Main part

The simplified model of the filter was investigated in the quasi-static approximation. In the model resonators had the shape of straight strip and were shifted half-length. The microstrip stubs were connected to the centers of the resonators strips and were straight strips too. Such simplification is justified because a relation between inductive and capacitive interactions in the model is roughly the same as in the filter of interest.

In Fig.2 the frequency responses of transmission and return losses of the model adjusted to center frequency  $f_0=500$  MHz and bandwidth 50 MHz are shown. Four minimums of return losses at the frequencies  $f_1, f_2, f_3, f_4$  show that four resonances form the pass-band, despite the filter has only two resonators. Attenuation poles at  $f_1$  and  $f_h$  significantly increase the left and on the right slopes of pass-band correspondingly. The distributions of amplitudes of MW voltages and currents along the strip conductors of the filter were calculated on these frequencies.

In Fig.3 there are represented one-dimensional diagrams of these distributions  $U(X)$ ,  $I(X)$  and  $U(x)$ ,  $I(x)$ ,  $X$  is coordinate along the strip of the resonator and  $x$  is coordinate along the strip the stub. It is seen that at frequencies  $f_2, f_3$  the distributions are the same as for the case of usual half-wave mode. At the frequencies  $f_1$  and  $f_4$  besides the usual mode the one more, "symmetric", mode excites in the resonator, that leads to the doubling of resonances number.

At frequencies  $f_1$  and  $f_h$  electromagnetic oscillations are zero or in parts of resonators connecting to transmission lines, or in the overlapping parts, hence MW's are rejected at the input of the filter.

As at all the frequencies in the conductors of the stubs an electromagnetic oscillations exist, so conceptions "resonator" and "stub" are relative and are introduced for clearness.

### III. Conclusion

Theoretically, in the quasi-static approximation the distribution of MW voltages and currents amplitudes in two-pole microstrip filter having stubs is investigated. It is shown that due to the stubs two additional modes excite in the resonator with one of them to participate in the pass-band forming and another to provide a rejection at the pass-band slopes.