

УДК 537.876.42

Б.Б. Працюк, Ю.В. Прокопенко, канд. техн. наук, К.Г. Савин, П.Ю. Сергиенко

## Перестраиваемые фильтры СВЧ на основе микрополосковой линии

Предложен метод перестройки частоты микрополосковых резонаторов. Метод реализует электромеханическую перестройку при помощи микроэлектромеханических систем (МЭМС) или пьезоэлектрических актюаторов. На основе предложенного подхода реализованы перестраиваемые полосно-заграждающие и полосно-пропускающие фильтры.

The frequency tuning method for microstrip resonators is proposed. The method realizes electromechanical tuning by MEMS or piezoelectric actuators. The stop-band and pass-band tunable filters based on the proposed approach were designed.

**Ключевые слова:** микрополосковый резонатор, резонансная частота, эффективная диэлектрическая проницаемость, электромеханическая перестройка частоты, перестраиваемый фильтр.

### Введение

Управляющие устройства являются неотъемлемой частью многих радиотехнических систем. Особую актуальность приобрела разработка таких элементов в связи с современными тенденциями построения приемно-передающих трактов коммуникационных систем по многоканальным схемам. Регулировка фазы и амплитуды радиочастотного сигнала в каждом канале позволяет внедрить более совершенные методы обработки сигналов и за счет этого существенно повысить чувствительность приемников и уменьшить мощность передатчиков.

Устройства на основе микрополосковых линий нашли широкое применение в электронике. Одним из актуальных направлений в этой области является разработка перестраиваемых резонаторов на основе микрополосковых линий. Эти элементы являются важнейшей частью перестраиваемых фильтров и фазовращателей.

Обычный способ перестройки микрополосковых резонаторов основан на использовании варикапов [1]. Сдвиг резонансной частоты производится путем изменения их емкости. Этот подход обеспечивает возможность непрерывной перестройки частоты. Кроме того, к достоинствам этого метода можно отнести простоту реализации. Однако, включение варикапа в линию приводит к большим потерям. Этот подход также имеет существенные ограничения на диапазон перестройки.

В работе [2] предложен подход к созданию управляемых фазовращателей, основанный на изменении эффективной диэлектрической проницаемости отрезка линии за счет изменения воздушного зазора между электродом и подложкой. Требуемые перемещения составляют десятки-сотни микрометров, что позволяет использовать МЭМС или пьезоактюаторы для электромеханического управления [3].

В этой работе предлагается использование подхода, описанного в работах [2], [3], для реализации полосно-заграждающих полосно-пропускающего фильтров.

### 1. Принцип электромеханической перестройки резонансной частоты микрополоскового резонатора

Резонансная частота  $f_0$  резонатора на основе отрезка микрополосковой линии определяется по формуле:

$$f_0 = \frac{nc}{2\ell\sqrt{\varepsilon_{эф}}}, \quad (1)$$

где  $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме,  $\varepsilon_{эф}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии,  $\ell$  – длина резонатора,  $n = 1, 2, \dots$  – число полуволн, укладывающихся на длине резонатора.

Из (1) следует, что перестройку резонансной частоты отрезка микрополосковой линии можно совершать путем изменения его эффективной диэлектрической проницаемости. Для этого в микрополосковую линию необходимо внести управляемую неоднородность. Использование для управления МЭМС или пьезоактюаторов предполагает, что существенная перестройка частоты резонатора должна достигаться перемещениями на десятки-сотни микрометров. Поэтому неоднородность должна сильно возмущать электромагнитное поле. Для этого необходимо, чтобы поверхность неоднородности была перпендикулярна электрическому полю, распространяющемуся в линии, или существенной его компоненте [4].

На рис. 1 показаны два пути реализации такой неоднородности для микрополосковой линии: введение воздушного зазора между сигнальным электродом и диэлектриком (рис.1, а) или введение такого зазора между диэлектрической подложкой и заземляющим электродом (рис. 1, б).

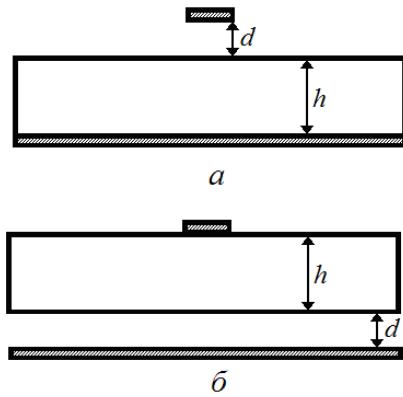


Рис. 1. Конструкции микрополосковых линий с изменяемой эффективной диэлектрической проницаемостью: а) с подвижным сигнальным электродом; б) с подвижным заземляющим электродом

Расчет эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии был проведен с помощью метода конечных элементов. Рассчитывались оба предложенных варианта введения неоднородности.

На рис. 2 приведены рассчитанные зависимости эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью 10 и характеристическим сопротивлением около 50 Ом от величины воздушного зазора ( $d$ ), нормированного на толщину подложки ( $h$ ) для обоих методов управления. Анализ результатов свидетельствует о том, что перемещение сигнального электрода приводит к большему изменению эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии по сравнению с перемещением заземляющего электрода.

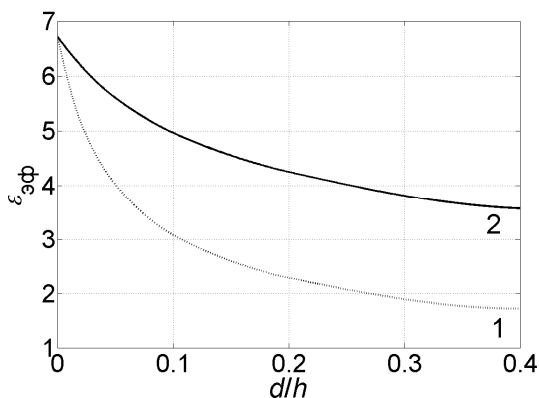


Рис. 2. Зависимости эффективной диэлектрической проницаемости микрополоскового резонатора от отношения величины воздушного зазора между подложкой и сигнальным электродом (1) или заземляющим электродом (2) к толщине подложки

Особенностью предложенного метода является большой диапазон изменения эффективной диэлектрической проницаемости отрезка микрополосковой линии при малых перемеще-

ниях сигнального электрода, составляющих несколько десятков процентов от толщины подложки. Такие перемещения доступны для современных МЭМС и пьезоэлектрических актюаторов. Так, например, при толщине подложки 1 мм подъем сигнального электрода на 100 мкм вызывает более чем двукратное изменение эффективной диэлектрической проницаемости линии, что согласно (1) обеспечивает полуторократное изменение резонансной частоты отрезка линии.

## 2. Моделирование фильтров

На рис. 3 показана структура перестраиваемого полосно-заграждающего фильтра. В качестве прототипа был выбран четвертьволновой шлейфовый резонатор. Эта конструкция обладает свойствами режекторного фильтра благодаря наложению в линии проходящей и отраженной от конца шлейфа волн, находящихся на резонансной частоте в противофазе. Перестройка резонансной частоты осуществлялась за счет подъема шлейфа над подложкой.

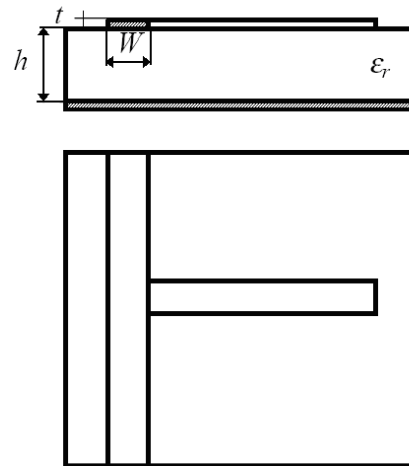


Рис. 3. Структура режекторного фильтра с электромеханической перестройкой

Моделирование фильтра проводилось методом конечных разностей во временной области. На рис. 4 показаны частотные зависимости модуля коэффициента передачи  $|S_{21}|$  перестраиваемого режекторного фильтра для разных значений расстояния от подложки до сигнального электрода. При моделировании длина шлейфа взята 23 мм, ширина сигнального электрода  $W = 1,12$  мм, толщина подложки  $h = 1$  мм, толщина полоска  $t = 10$  мкм, диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_r = 10$ . Волновое сопротивление микрополосковой линии выбрано около 50 Ом, начальная частота режекции 2,5 ГГц. Из рис. 4 видно, что при подъеме сигналь-

ного электрода на 50 мкм (5% толщины подложки) перестройка частоты составляет десятки процентов, а подавление на резонансной частоте – свыше 40 дБ.

На рис. 5 изображены рассчитанная по (1) и промоделированная методом конечных разностей во временной области зависимости частот режекции для полосно-заграждающего фильтра с подвижным сигнальным электродом (рис. 5).

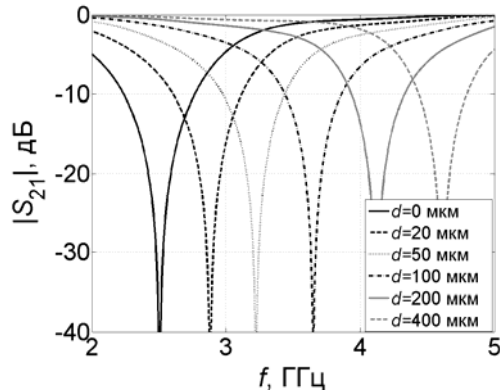


Рис. 4. Частотные зависимости модуля коэффициента передачи полосно-заграждающего фильтра для разных величин воздушного зазора ( $d$ ) между сигнальным электродом и подложкой

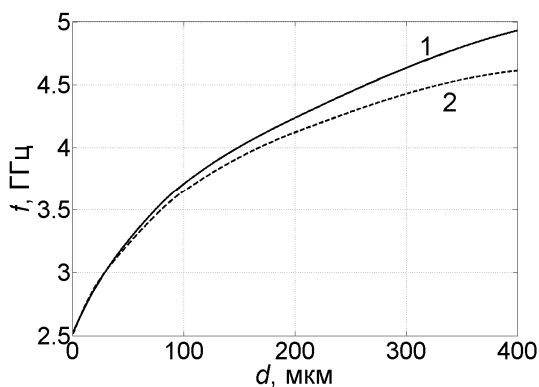


Рис. 5. Зависимости резонансных частот полосно-заграждающего фильтра от величины воздушного зазора между подложкой и сигнальным электродом: 1) рассчитанная по (1); 2) промоделированная методом конечных разностей во временной области

Перестройка частоты подавления режекторного фильтра движением заземляющего электрода была также промоделирована методом конечных разностей во временной области. Фильтр продемонстрировал в целом такое же поведение, что и при управлении сигнальным электродом, но с ощутимо меньшими значениями перестройки при одинаковых величинах воздушного зазора между подложкой и управляемым электродом.

На рис. 6 приведена конструкция полосно-пропускающего фильтра. Входная микрополосковая линия возбуждает резонатор. На резо-

нансной частоте колебания в резонаторе усиливаются за счет синфазного наложения волн, это вызывает возбуждение выходной секции микрополосковой линии.

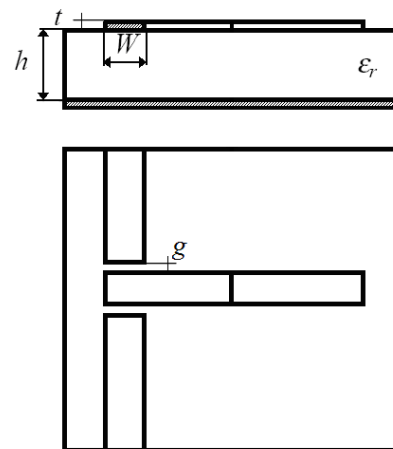


Рис. 6. Структура полосно-пропускающего фильтра с электромеханической перестройкой

В процессе перестройки поднимался только часть резонатора, чтобы не нарушать его связи с входной и выходной микрополосковыми пятидесятиомными линиями. При моделировании длина шлейфа взята 23 мм, ширина сигнального электрода  $W = 1,12$  мм, толщина подложки  $h = 1$  мм, толщина полоска  $t = 10$  мкм, зазор между микрополосковыми линиями и резонатором  $g = 0,25$  мм, диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_r = 10$ .

На рис. 7 приведены промоделированные частотные зависимости модуля коэффициента передачи перестраиваемого полосно-пропускающего фильтра для разных значений перемещения сигнального электрода. Из них видно, что на резонансной частоте затухание сигнала составляет 1–2 дБ. Из рис. 8 заметно, что подъем сигнального электрода на 50 мкм (5 % толщины подложки) обеспечивает перестройку резонансной частоты фильтра на более чем 10%.

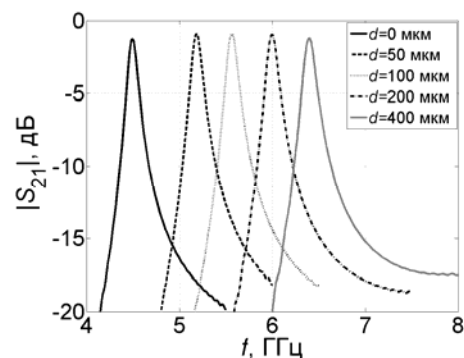


Рис. 7. Частотные зависимости модуля коэффициента передачи полосно-пропускающего фильтра для разных величин воздушного зазора ( $d$ ) между подложкой и заземляющим электродом

**Выводы**

Предложен метод построения перестраиваемых фильтров СВЧ на основе микрополосковой линии, суть которого: перестройка частоты производится путем изменения эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии за счет перемещения одного из электродов. С помощью метода конечных элементов получены зависимости эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии от расстояния между подложкой и управляемым электродом. Результаты расчета свидетельствуют о том, что при умеренной толщине подложки этот метод управления может обеспечить десятки процентов перестройки частоты относительно малыми перемещениями, которые доступны современным МЭМС. Про моделированы перестраиваемые режекторный и полосно-пропускающий фильтры с предложенным типом управления. Режекторный фильтр обладает подавлением свыше 40 дБ на резонансной частоте. Полосно-пропускающий фильтр на частоте пропускания демонстрирует затухание сигнала 1–2 дБ.

*Национальный технический университет Украины  
«Киевский политехнический институт»*

**Литература**

1. *Zakharov A.V., Il'chenko M.Ye., Karnauh V.Ya. and Pinchuk L.S. Tunable microstrip resonators with ferroelectric capacitors // Radioelectronics and Communications Systems. – Vol. 53, № 8. – p. 418–423*
2. *Поплавко Ю.М., Казмиренко В.А., Прокопенко Ю.В. и др. Гибридные диэлектрические фазовращатели с пьезоуправлением // Электроника и связь.– 2003.– №18 .– с. 55–57.*
3. *Poplavko Y.M., Golubeva I.P., Prokopenko Y.V. МЭМС-Like Phase Shifter with Piezoelectric Control // Proc. Microwave & Radar Week in Poland, MIKON-2006. – Krakow, Poland, 2006. – p. 317–319.*
4. *Поплавко Ю. М., Молчанов В. И., Пашков В.М. и др. Перестраиваемые СВЧ устройства с электромеханическим управлением // Техника и приборы СВЧ. – 2009. – № 1. – с. 49–59.*