

П.Ю. Сергиенко, Ю.В. Прокопенко, Ю.М. Поплавко

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

Полосно-пропускающие и полосно-заграждающие фильтры СВЧ на основе микрополоскового шлейфа с перестройкой резонансной частоты

Представлен новый принцип перестройки резонансной частоты недорогих микрополосковых фильтров на основе шлейфа. Управление частотой шлейфа было достигнуто за счет перемещения части шлейфа вверх от подложки. Образовавшийся воздушный зазор является управляемой неоднородностью, которая изменяет эффективную диэлектрическую проницаемость шлейфа, а следственной и его резонансную частоту. Смещение подвижной части шлейфа всего на 50 мкм приводит к перестройке резонансной частоты около 0,7 ГГц.

Ключевые слова: перестраиваемые фильтры, микрополосковые линии, шлейф,

Современные средства беспроводной связи и протоколы передачи данных выдвигают новые требования для СВЧ устройств. Многоканальность и возможность перестройки рабочего диапазона и резонансной частоты являются одними из подобных требований. Миниатюрные размеры и относительная дешевизна производства большой партии устройств делают микрополосковую технику выгодной в использовании для решения подобных задач. Именно поэтому разработка микрополосковых перестраиваемых фильтров на сегодняшний день является актуальной задачей. Существует множество методов по перестройке резонансной частоты микрополосковых фильтров. Использование варакторов является одним из наиболее распространенных методов перестройки резонансной частоты [1]. Этот метод легко воплотим на практике, однако обеспечивает относительно небольшую перестройку резонансной частоты. Подобные недостатки можно наблюдать и при использовании р-і-п диодов в качестве управляющего элемента [2]. Несмотря на то, что диапазон перестройки невелик, как и у варакторов, однако общий уровень потерь у р-і-п диодов меньше. С момента появления микроэлектромеханических систем (МЭМС), фильтры на их основе прошли путь от устройств, имеющих лишь несколько переключаемых состояний, до устройств обеспечивающих плавную перестройку в широком частотном диапазоне [3-4]. В работе [5] предложен метод перестройки резонансной частоты, где часть МЭМС отгибается от подложки. Такой способ значительно упрощает производство подобных систем, однако за счет регулярных механических деформаций время наработки на отказ подобных устройств уменьшается. Для достижения большей степени интеграции в [6] были разработаны конденсаторы с переменной емкостью на основе МЭМС. Смещение элемента МЭМС на 3 мкм обеспечивает перестройку резонансной частоты около 20 %, однако уровень потерь в полосе пропускания аналогичен устройствам на основе варакторов.

Данная статья посвящена исследованиям характеристик полосно-пропускающего и полосно-заграждающего фильтров на основе микрополоскового шлейфа. Учитывая все

достоинства и недостатки вышеперечисленных методов, было решено для перестройки резонансной частоты фильтров, использовать отрыв части шлейфа от подложки, тем самым изменяя его электрическую длину. Возникший воздушный зазор между подложкой и подвижной частью шлейфа будет управляемой неоднородностью [7]. Движение электрода вверх и вниз приведет к изменению эффективной диэлектрической проницаемости и как следствие к сдвигу резонансной частоты. Предложенный метод может быть реализован с помощью МЭМС.

На рис. 1 показана структура перестраиваемых микрополосковых полосно-пропускающего (а) и полосно-заграждающего (б) фильтров со шлейфом в качестве резонансного элемента. Фильтры выполнены на подложке Rogers RT/duroid 6010.2LM высотой $h = 1,91$ мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10,3$. Перестройка резонансной частоты фильтра осуществляется путем отрыва части шлейфа длиной l_m от подложки. Образовавшийся воздушный зазор шириной d является управляемой неоднородностью, которая изменяет эффективную диэлектрическую проницаемость шлейфа. Чем длиннее подвижная часть шлейфа l_m , тем выше будет диапазон перестройки резонансной частоты. Для получения АЧХ полосно-пропускающего фильтра в структуру введены два воздушных зазора шириной g . Часть шлейфа длиной l_n остается неподвижной для обеспечения неизменной АЧХ фильтра при перестройке. Металлические компоненты фильтра выполнены из меди толщиной $t = 17,5$ мкм и шириной $w = 1,52$ мм.

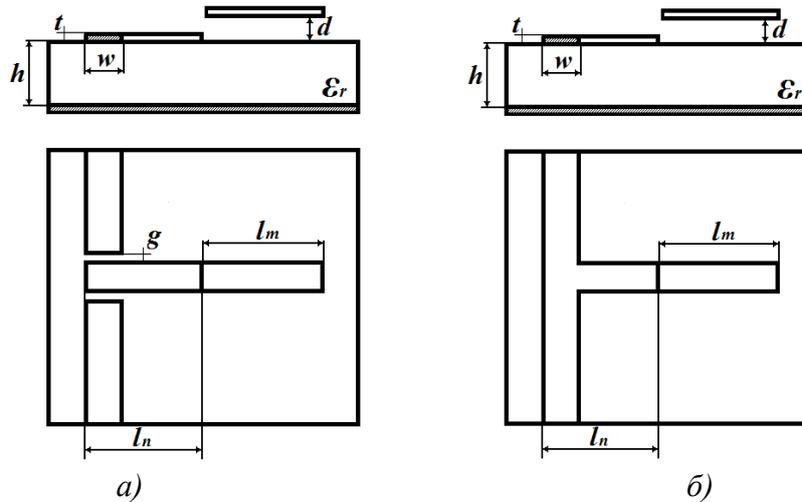


Рисунок 1

Подобную структуру можно представить, как каскадное соединение отрезков линий передач, каждая из которых характеризуется соответственной матрицей передачи. Эквивалентные схемы фильтров показаны на рис. 2. Конденсаторы C_1 моделируют связь питающих линий со шлейфом и зависят от величины воздушного зазора g между ними. Параллельные конденсаторы C_2 моделируют емкости между заземляющим и сигнальными электродами, которые зависят от высоты диэлектрической подложки и диэлектрической проницаемости материала. Расчет значений емкостей C_1 и C_2 приведен в [8-9].

Шлейф представлен в виде комплексной характеристической проводимости Y_n . Для полосно-заграждающего фильтра цепная модель будет иметь вид частного случая, когда

емкости C_1 будут равны бесконечности, а емкости C_2 будут равны нулю, как представлено на рис. 2б.

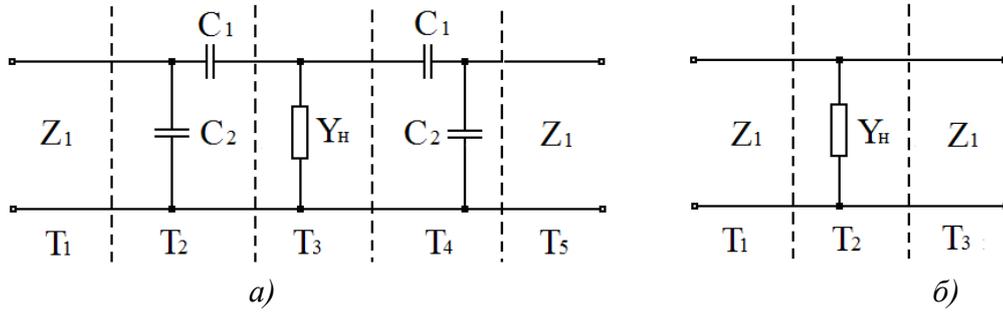


Рисунок 2

Матрица передачи фильтра находится как матрица каскадного соединения четырехполюсников:

$$T = \prod_{i=1}^5 T_i. \quad (1)$$

Матрицы передачи T_1 и T_5 рассчитываются как матрицы передачи однородных линий длиной l_1 и l_5 соответственно:

$$T_1 = T_5 = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_{z1}l_1} & 0 \\ 0 & e^{j\beta_{z1}l_1} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где β_{z1} — постоянная распространения волны в линии.

Матрицы T_2 и T_4 можно рассчитать как матрицы передачи для Г-образной схемы включения:

$$T_2 = \frac{1}{2Z_1Z_{C2}} \begin{bmatrix} -Z_1^2 + (Z_{C1} + 2Z_{C2})Z_1 - Z_{C2}Z_{C1} & -Z_1^2 - Z_{C1}Z_1 + Z_{C2}Z_{C1} \\ Z_1^2 - Z_{C1}Z_1 - Z_{C2}Z_{C1} & Z_1^2 + (Z_{C1} + 2Z_{C2})Z_1 + Z_{C2}Z_{C1} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$T_4 = \frac{1}{2Z_1Z_{C2}} \begin{bmatrix} -Z_1^2 + (Z_{C1} + 2Z_{C2})Z_1 - Z_{C2}Z_{C1} & -Z_1^2 + Z_{C1}Z_1 + Z_{C2}Z_{C1} \\ Z_1^2 + Z_{C1}Z_1 - Z_{C2}Z_{C1} & Z_1^2 + (Z_{C1} + 2Z_{C2})Z_1 + Z_{C2}Z_{C1} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

где Z_1 — волновое характеристическое сопротивление возбуждающих электродов, Z_{C1} — волновое сопротивление конденсатора C_1 , Z_{C2} — волновое сопротивление конденсатора C_2 .

Для расчета матрицы T_3 , необходимо найти входное сопротивление шлейфа $Y_{н}$, параллельно включенного в линию передачи. Это сопротивление состоит из двух частей. Сопротивление подвижной части можно рассчитать как входное сопротивление отрезка линии нагруженного бесконечным сопротивлением:

$$Z_m = \frac{Z_{m0}}{j \operatorname{tg}(\beta_{zm}l_m)} + \frac{1}{j\omega C_s(d)}, \quad (5)$$

где Z_{m0} — характеристическое сопротивление подвижной части шлейфа, а β_{zm} и l_m — постоянная распространения и длина, ω — циклическая частота, C_s — емкость между подвижной и неподвижной частями шлейфа, зависящая от воздушного зазора d .

Емкость C_s включается последовательно между частями шлейфа и учитывает емкостную связь между ними во время перестройки шлейфа. Подобным образом

рассчитывается общее сопротивление шлейфа, нагрузкой которого выступает сопротивление подвижной части шлейфа:

$$Z_H = Z_{n0} \frac{Z_m + jZ_{n0} \operatorname{tg}(\beta_{zn} l_n)}{Z_{n0} + jZ_m \operatorname{tg}(\beta_{zn} l_n)}. \quad (6)$$

где Z_{n0} — характеристическое сопротивление неподвижной части.

Матрица T_3 рассчитывается как матрица передачи проводимости $Y_H = 1/Z_H$ включенной параллельно в линию передачи.

$$T_3 = \frac{1}{2Y_1} \begin{bmatrix} 2Y_1 - Y_H & -Y_H \\ Y_H & 2Y_1 + Y_H \end{bmatrix}. \quad (7)$$

где $Y_1 = 1/Z_1$ — характеристическая проводимость возбуждающей части линии..

Измерительная установка частотных зависимостей модуля коэффициентов передачи полосно-пропускающего и полосно-заграждающего фильтров на основе микрополоскового шлейфа показана на рис.3.

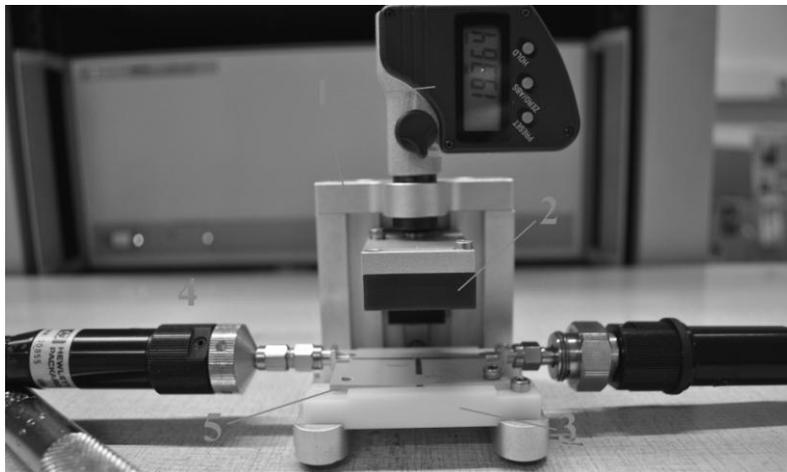


Рисунок 3

Измерительная установка состоит из следующих частей: 1 - головка микрометрического винта Mitutoyo Digimatic Micrometer Head, Series 350 с креплением; 2 - крепление для подвижной части перестраиваемого фильтра; 3 - крепление для подложки фильтра; 4 - коаксиальные кабели, подключенные к панорамному анализатору Agilent 8510c Vector Network Analyzer; 5 - подложка измеряемого фильтра. С помощью микрометрического винта подвижная часть шлейфа перемещается над подложкой фильтра на расстояние d . Измерительная головка микрометрического винта позволяет измерять расстояние перемещения подвижной части с точностью до одного микрометра. В силу сложности нанесения металлического слоя на электромагнитно-нейтральную подложку, подвижная часть фильтра была нанесена на диэлектрическую подложку с низкой диэлектрической проницаемостью. Для обеспечения большей гальванической связи подвижной и неподвижной частей шлейфа, подвижная часть шлейфа была сделана длиннее на 0.3 мм, так чтобы подвижная часть шлейфа перекрывала неподвижную. Такое незначительное увеличение длины подвижной части шлейфа практически не изменяет электрическую длину шлейфа и не влияет на характеристики фильтра.

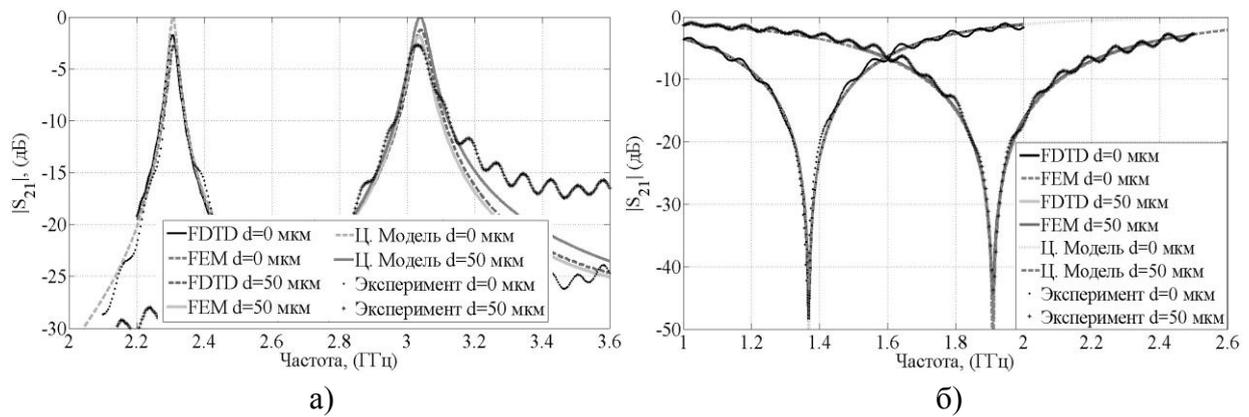


Рисунок 4

На рис. 4а показаны частотные зависимости модуля коэффициента передачи от высоты воздушного зазора для полосно-пропускающего фильтра на основе шлейфа. Различие в уровне потерь между кривыми, полученными цепной моделью, МКЭ, МКР и экспериментом, объясняются тем, что цепная модель не учитывает потери в диэлектрике и металле, а также потери на излучение. Пульсации на экспериментальных кривых вызваны незначительным рассогласованием сопротивлений в области припоя коаксиальных коннекторов. При отрыве перестраиваемой части шлейфа всего на 50 мкм наблюдается перестройка резонансной частоты на 0,7 ГГц (30%). Частотные зависимости модуля коэффициента передачи для полосно-заграждающего фильтра представлены на рис. 4б. Пульсации на экспериментальных кривых, как и в случае полосно-пропускающего фильтра, вызваны небольшим рассогласованием волновых сопротивлений в области припоя коаксиальных коннекторов. Отрыв перестраиваемой части шлейфа в 50 мкм обеспечил перестройку резонансной частоты на 0,55 ГГц (40%).

Библиографический список

1. Guyette, A.C. Intrinsically Switched Varactor-Tuned Filters and Filter Banks /A.C. Guyette // – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 2012. – Vol. 60. – №4. – pp. 1044 – 1056.
2. Brito-Brito, Z. Precise frequency and bandwidth control of switchable microstrip bandpass filters using diode and microelectro-mechanical system technologies / Brito-Brito Z, Llamas-Garro, I., Navarro-Muñoz, G., Perruisseau-Carrier, J., Pradell, L., Giacomozzi, F., Colpo, S.// – IET Microwaves, Antennas & Propagation – 2012.– Vol. 6. – pp. 713 – 719.
3. Pillans, B. 6-15 GHz RF MEMS Tunable Filters / Pillans, B., Malczewski, A., Allison, R., Brank, J. // – IEEE MTT-S International Microwave Digest Symposium – 2005.
4. Pillans, B. A Family of MEMS Tunable Filters for Advanced RF Applications / Pillans, B., Malczewski, A., Morris, F. J., Newstrom, R. A. // – IEEE MTT-S International Microwave Digest Symposium – 2011. – p. 1.
5. Bouyge, D. Split Ring Resonators (SRRs) Based on Micro-Electro-Mechanical Deflectable Cantilever-Type Rings: Application to Tunable Stopband Filters / Bouyge, D., Mardivirin, D., Bonache, J., Crunteanu, A., Pothier, A., Duran-Sindreu, M., Blondy, P., Martin, F. // – IEEE Microwave and Wireless Components Letters – 2011. – Vol. 21. – №. 5. – pp. 243 – 245.
6. Mardivirin, D. A 2 Pole 9.6-11.7 GHz Band Stop Filter Using Analog Tuning RF MEMS Varactors / Mardivirin, D., Barriere, F., Pothier, A., Crunteanu, A., Blondy, P. // – Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European – 2011. – pp. 1091 – 1094.
7. I. Golubeva. Effective Permittivity in Tunable Microstrip and Coplanar Lines / I. Golubeva, V. Kazmirenko, P. Sergienko, Y. Prokopenko // – XXXII International Conference “Electronics and Nanotechnology”. – Kiev. – 2012. – 10-12 April. – pp. 1-4.
8. R. Garg. Microstrip discontinuities / R. Garg and I. J. Bahl // – Int’l J. Electronics. –1978. – Vol. 45. – pp. 81-87.

9. C.-C. Yu. Transmission-line analysis of a capacitively coupled microstrip-ring resonator / C.-C. Yu and K. Chang // – IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – Nov. 1997. – Vol. 45. – №. 11. – pp. 2018-2024.