

12, декабрь 2015

УДК 621.372.22

Упрощённое описание характеристик неоднородностей тракта на микрополосковой линии

Пошишолова Е.И., студент

*Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,
кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства»*

*Научный руководитель: Литун В.И., ст. преподаватель
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,
кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства»*

v.i.litun@bmstu.ru

Одним из самых широко применяемых компонентов СВЧ-трактов радиоэлектронных систем являются пассивные фильтры. Самые распространенные виды СВЧ фильтров – волноводные и микрополосковые. Основным достоинством волноводных является высокий уровень допустимой рабочей мощности, но, в остальном, их применимость ограничена габаритными характеристиками и технологичностью. Поэтому при построении радиоэлектронных систем чаще используются фильтры в микрополосковом исполнении. Вне зависимости от типа фильтров их проектирование и разработка сопряжены с необходимостью создания точных и удобных для оптимизации математических моделей.

Наиболее точные результаты анализа электрических характеристик фильтра можно получить при расчёте строгими электродинамическими методами (различные модификации метода моментов для плоско-слоистых структур, метод конечных элементов, конечно-разностные методы). Программными продуктами, осуществляющими строгий анализ произвольных электродинамических моделей, являются, к примеру, CST Studio, Sonnet, Agilent EmPro, Ansoft HFSS. Основными недостатками использования данного ПО могут стать: необходимость обеспечения достаточной вычислительной мощности для построения сложных моделей, значительные временные затраты на ожидание результатов вычислений и необходимость приобретения лицензии.

Оптимизация трёхмерных полноволновых электродинамических моделей фильтров является трудоёмкой задачей, поэтому возникает потребность в создании упрощённых

математических моделей, например, на основе теории длинных линий, обладающих достаточной точностью в требуемом диапазоне частот, для определения топологии и оценки электрических характеристик на начальном этапе проектирования. Таким образом достижима достаточно высокая точности расчёта геометрической конфигурации фильтра, которую затем можно скорректировать, проведя проверку и донастройку в программах полноволнового моделирования, таким образом сведя количество вычислительно-ёмких расчетов к минимуму.

При составлении модели на основе длинных линий задача сводится к представлению микрополоскового фильтра (МПФ) как совокупности отрезков регулярных линий передачи и неоднородностей. Примерами неоднородностей, входящих в состав МПФ, могут быть: различные вариации поворота, короткозамкнутый микрополосок, разомкнутый конец линии, T -разветвление, параллельно и последовательно связанные линии. После составления эквивалентной схемы составных узлов МПФ его можно будет представить в виде n -каскадно соединенных четырёхполюсников, описанных матрицами A -параметров, для дальнейшего расчёта электрических характеристик. Преимуществом такого метода является простой способ определения матрицы полной схемы, а именно последовательное перемножение матриц передачи элементарных четырёхполюсников, входящих в её состав. Такой алгоритм расчёта был рассмотрен в [1].

Рассмотрим применение данного подхода на примере анализа входного звена полосно-пропускающего фильтра (ППФ) на встречных полукольцевых резонаторах (рисунок 1).

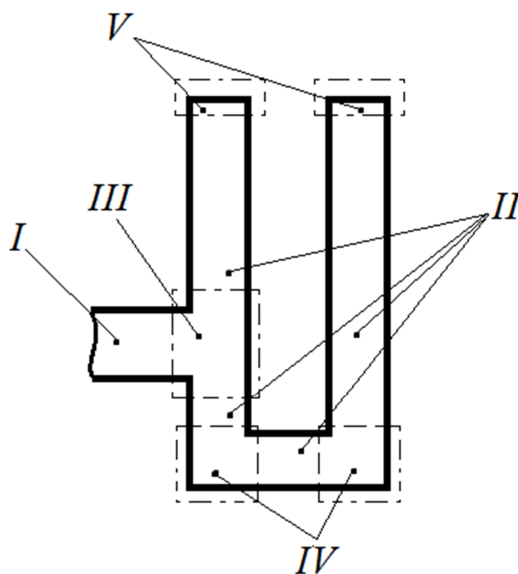


Рис. 1. Входное звено МПФ на встречных полукольцевых резонаторах в схематичном представлении

При построении модели устройства на основе теории длинных линий в СВЧ-диапазоне волн, несмотря на существование инженерных соотношений для описания его элементов, всегда необходимо учитывать наличие дисперсии характеристик, которая становится более заметна с увеличением частоты. Так, для МПЛ необходимо учитывать дисперсию для эффективной диэлектрической проницаемости, которая, для наиболее популярных марок и толщин диэлектрических подложек ($\epsilon_r = 2...5$, $h = 0,25...2$ при волновом сопротивлении $Z_0 = 30...75 \text{ Ом}$), с высокой точностью описывается дисперсионной моделью, приведенной в [2]. Частотная зависимость волнового сопротивления микрополосковой линии зависит от относительной эффективной диэлектрической проницаемости, поэтому приведём его зависимость от частоты, согласно [3]. Результаты могут быть представлены в виде:

$$Z_0(f) = Z_0 \cdot \frac{\epsilon_{re}(f) - 1}{\epsilon_{re,0} - 1} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{re,0}}{\epsilon_{re}(f)}},$$

$$\epsilon_{re}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{re,0}}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)},$$

где

$$G = \sqrt{\frac{Z_0 - 5}{60}} + 0,004 \cdot Z_0,$$

$$f_p = 0,3976 \frac{Z_0}{h},$$

где $\epsilon_{re}(f)$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость с частотной зависимостью; $\epsilon_{re,0}$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость, в статическом приближении; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки; Z_0 – волновое сопротивление МПЛ в статическом приближении; f_p – резонансная частота на низшем типе волн (ГГц); h – толщина подложки (мм).

Отрезок регулярной линии передачи. Отрезок микрополосковой линии длиной l , на основе теории длинных линий, возможно описать ABCD-матрицей:

$$[ABCD]_H = \begin{bmatrix} ch(i\beta(f)l) & Z_0(f) \cdot sh(i\beta(f)l) \\ \frac{sh(i\beta(f)l)}{Z_0(f)} & ch(i\beta(f)l) \end{bmatrix},$$

где $\beta(f) = \omega \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{re}(f)}$ – коэффициент распространения электромагнитной волны в микрополосковой линии,

где l – геометрическая длина линии; $Z_0(f)$ – волновое сопротивление линии с учётом дисперсии.

Открытый конец микрополосковой линии (рисунок 1, элемент IV). Основным эквивалентной схемы является краевая ёмкость на открытом конце этой линии. Она элементом может быть также представлена эквивалентным удлинением линии передачи длиной Δl_{oc} , вычисляемой по формуле:

$$\frac{\Delta l_{oc}}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4},$$

$$\xi_1 = 0,434907 \cdot \frac{\epsilon_{re,0}^{0,81} + 0,26(W/h)^{0,8544} + 0,236}{\epsilon_{re,0}^{0,81} - 0,189(W/h)^{0,8544} + 0,87},$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/h)^{0,371}}{2,358 \cdot \epsilon_r + 1},$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0,5274 \cdot \arctg[0,084 \cdot (W/h)^{1,9413/\xi_2}]}{\epsilon_{re,0}^{0,9236}},$$

$$\xi_4 = 1 + 0,0377 \cdot \arctg[0,067 \cdot (W/h)^{1,456}] \cdot \{6 - 5 \exp[0,036(1 - \epsilon_r)]\},$$

$$\xi_5 = 1 - 0,218 \exp(-7,5 \cdot W/h).$$

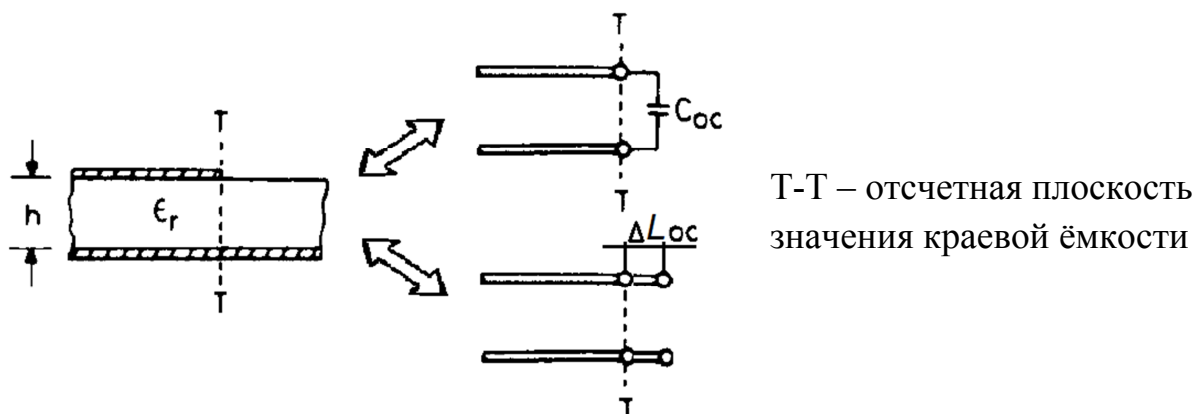


Рис. 2. Сечение открытого конца МПЛ и его эквивалентная электрическая схема

Эмпирическая зависимость была представлена в [4] и определяется как

$$\frac{C_{oc}}{W} = \exp \left\{ 2,3026 \cdot \sum_{i=1}^n C_i(\varepsilon_r) \left[\lg \left(\frac{W}{h} \right) \right]^{i-1} \right\} \quad (\text{пФ/м}),$$

где n — количество открытых концов микрополосков.

Эквивалентная схема Т-разветвления (рисунок 1, элемент III) была предложена и исследована в [5] и дает погрешность порядка 3%, если учитывать дисперсию и эффективную диэлектрическую проницаемость. На рисунке 3 показана эквивалентная схема Т-звена.

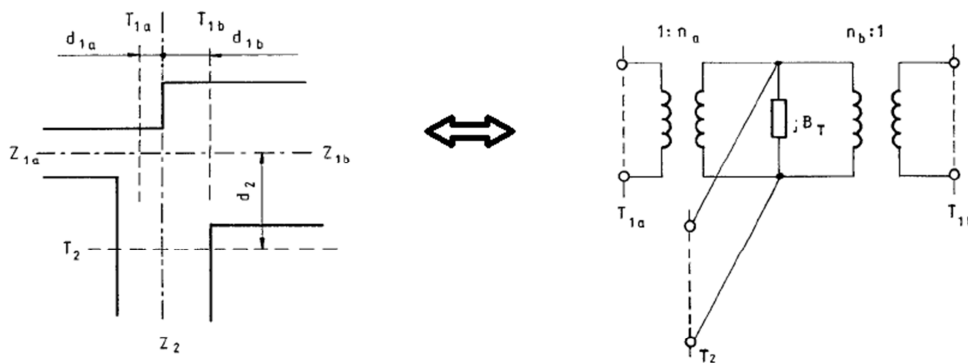


Рис. 3. Эквивалентная схема микрополоскового Т-разветвления

Значения элементов приведенной схемы определяются следующими зависимостями:

$$\frac{d_1}{D_2} = 0,055 \cdot \left[1 - 2 \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \left(\frac{f}{f_p} \right)^2 \right] \cdot \frac{Z_1}{Z_2},$$

$$\frac{d_2}{D_1} = 0,5 - \left[0,05 + 0,7 \cdot \exp \left(-1,6 \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \right) \right] + 0,25 \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \left(\frac{f}{f_p} \right)^2 - 0,17 \cdot \ln \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right) \cdot \frac{Z_1}{Z_2},$$

$$n^2 = 1 - \pi \left(\frac{f}{f_p} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{12} \cdot \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2 + \left(0,5 - \frac{d_2}{D_1} \right)^2 \right],$$

$$\frac{B_T}{Y_2} \cdot \frac{\lambda_1}{D_1} = 5,5 \cdot \frac{\varepsilon_r + 2}{\varepsilon_r} \times$$

$$\times \left[1 + 0,9 \cdot \ln \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right) + 4,5 \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \left(\frac{f}{f_p} \right)^2 - 4,4 \cdot \exp \left(-1,3 \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \right) - 20 \cdot \left(\frac{Z_2}{\eta_0} \right)^2 \right] \cdot n^{-2} \cdot \frac{d_1}{D_2},$$

где D_1 и D_2 эквивалентные ширины микрополосковых линий, входящих в состав T -разветвления.

Поворот МПЛ под прямым углом (рисунок 1, элемент V) без скругления или фаски можно представить в виде эквивалентной схемы на рисунке 4.

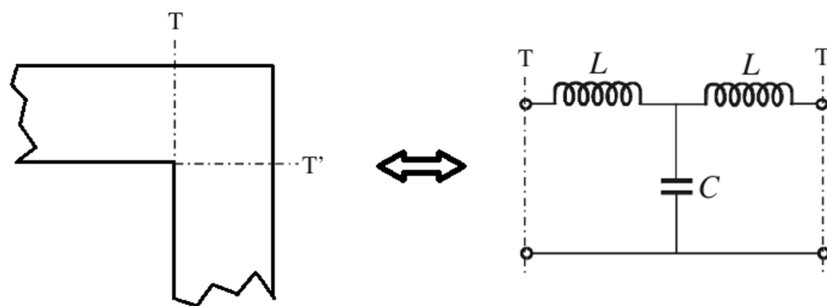


Рис. 4. Ортогональный поворот МПЛ и его эквивалентная схема

Шунтирующая ёмкость C и последовательные индуктивности L определяются следующими отношениями:

$$\frac{C}{W} = \begin{cases} \frac{(14 \cdot \varepsilon_r + 12,5)W/h - (1,83 \cdot \varepsilon_r - 2,25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0,02 \cdot \varepsilon_r}{W/h}, & W/h < 1 \\ (9,5 \cdot \varepsilon_r + 1,25)W/h + 5,2 \cdot \varepsilon_r + 7, & W/h \geq 1 \end{cases}$$

$$\frac{L}{h} = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4,21 \right\}.$$

В результате проделанной работы была составлена эквивалентная схема входного звена микрополоскового фильтра на встречных полукольцевых резонаторах и разработан алгоритм ее анализа, реализованный в математическом пакете MATLAB. Проведён сравнительный анализ электрических характеристик приведенной упрощенной модели и результатов расчета аналогичной топологии строгим электродинамическим методом. Результаты приведены на рисунках 5 и 6.

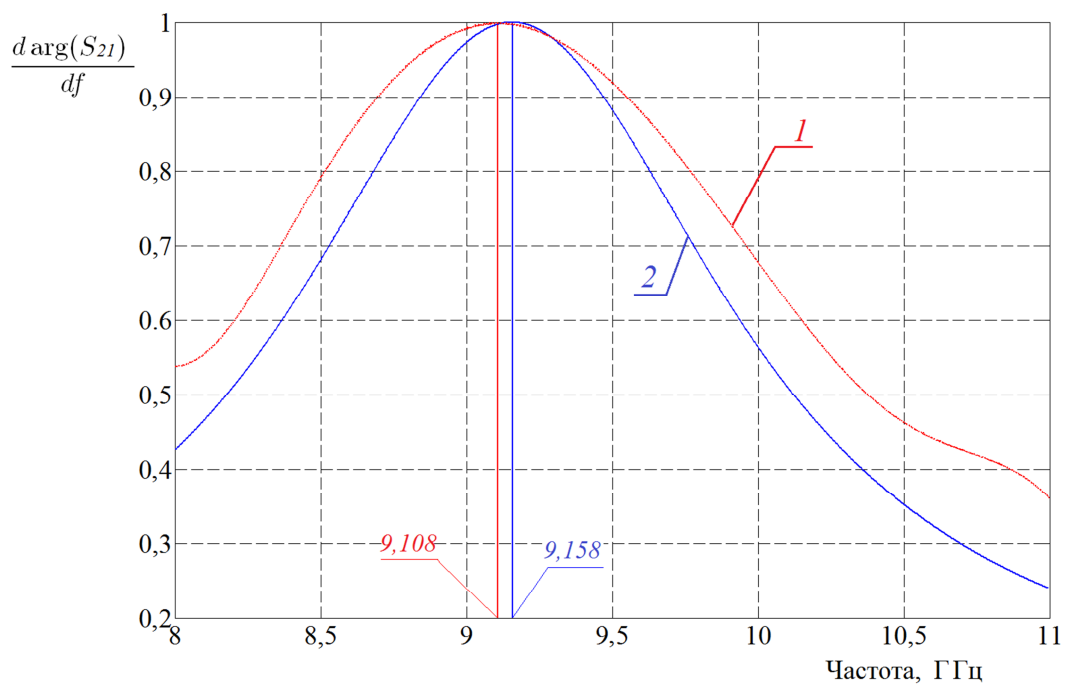


Рис. 5. Сравнение результатов расчёта нормированной производной фазы коэффициента отражения

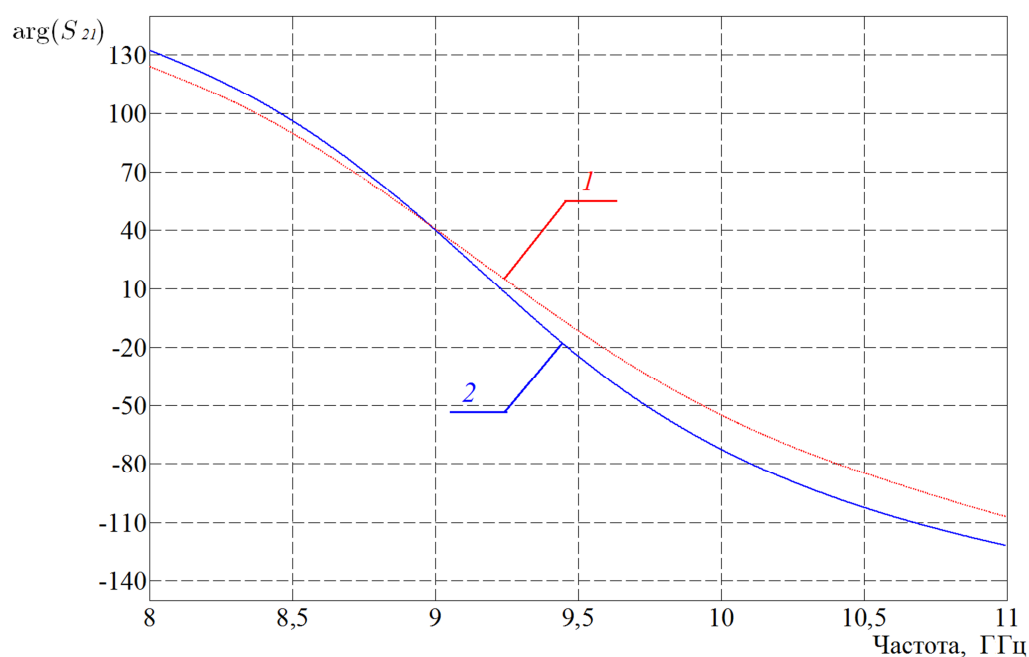


Рис. 6. Сравнение результатов расчёта фазы коэффициента отражения входного звена фильтра

Значение резонансной частоты, полученное рассматриваемым методом, имеет расхождение менее 2%, сравнительно с полноволновым расчётом, ошибка расчёта фазы коэффициента отражения составляет 6% на резонансной частоте звена.

При проектировании МПФ определение резонансных частот звеньев и их частичного включения является важным, поскольку позволяет реализовать автоматизированный поэтапный процесс проектирования. Качество полученных в ходе работы результатов возможно улучшить, если учесть в эквивалентной модели потери на излучение, шероховатость поверхности микрополосковой линии и используя более точную аппроксимацию электрических характеристик элементов на ВЧ.

Таким образом, в работе показана возможность построения модели СВЧ-устройства на МПЛ с учётом частотной дисперсии характеристик его элементов с использованием эквивалентных электрических схем и теории длинных линий. На примере анализа входного ППФ на МПЛ показано достаточно точное совпадение результатов моделирования со строгими электродинамическими методами.

Список литературы

1. Hong J.-S., Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2001. 673 p.
2. Kobayashi M. A dispersion formula satisfying recent requirements in microstrip CAD // IEEE Trans. MTT. 1988. Vol. 36. P. 1246–1250.
3. Lei Zhu et al. Microwave bandpass filters for wideband communications. NY: John Wiley & Sons, Inc., 2012. 240 p.
4. Silvester P., Benedek P. Equivalent Capacitance of Microstrip Open Circuits // IEEE Trans. on MTT. 1972. Vol. 20. P. 511-516.
5. Hammerstad, E., Jensen O. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 1980. Vol. 6. P. 407–409.
6. Hammerstad, E., Computer-Aided Design of Microstrip Couplers with Accurate Discontinuity Models // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 1981. Vol. 18. P. 54-56.
7. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. М.: Связь, 1965. 352 с.