

УДК 621.396.67

О.А. Юпиков, аспирант

Севастопольский национальный технический университет

ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: lichne@gmail.com

МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ПИТАНИЯ АНТЕННЫ ВИВАЛЬДИ

Рассматривается модель устройства питания антенны Вивальди и способ нахождения ее коэффициента трансформации.

Ключевые слова: антенна Вивальди, модель устройства питания, коэффициент трансформации, антенная решетка.

Антенные решетки из щелевых антенн с расширяющейся щелью, в частности антенн Вивальди, хорошо подходят для приложений, где необходима работа в широкой полосе частот и/или большой диапазон сканирования. Но такие решетки, как правило, дороги, и до ее изготовления целесообразно произвести моделирование для выяснения ее реальных параметров. Чтобы это сделать, необходимо иметь кроме модели металлической структуры еще и модель ее питания.

Относительно недавно была разработана довольно успешная модель, которая освещается в докладе [1]. Единственным узким местом в той работе является то, что один из важных параметров модели — коэффициент трансформации — определялся путем визуального сравнения графиков моделированных S-параметров решетки и измеренных. Поэтому была поставлена цель разработать метод автоматизации поиска этого коэффициента.

Существует множество вариантов питания щелевых антенн, некоторые из них можно найти в [2]. Один из таких вариантов показан на рисунке 1.

Для моделирования перехода микрополосок–щель применим идеальный трансформатор, как объяснено в [2]. Тогда эквивалентная схема структуры примет вид, показанный на рисунке 2 [1].

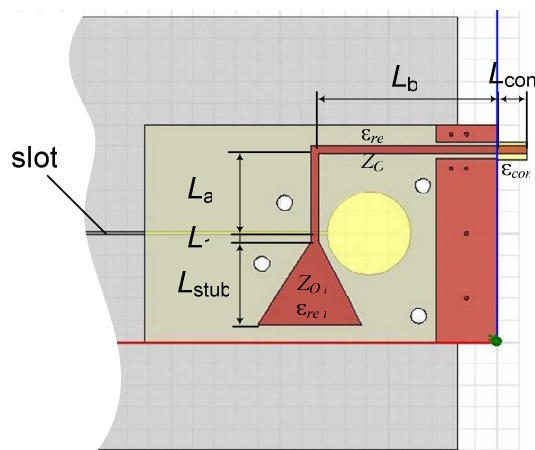


Рисунок 1 – Микрополосковое питающее устройство

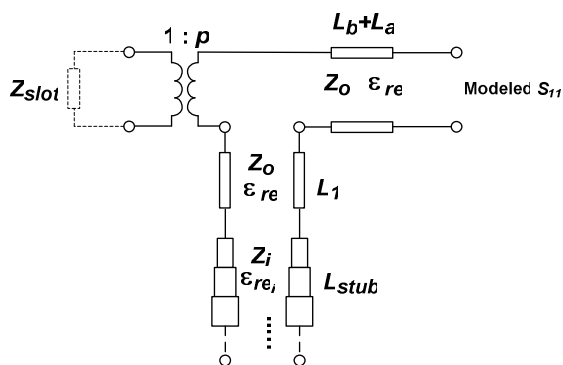


Рисунок 2 – Эквивалентная схема питающей структуры

На рисунках 1 и 2 использованы следующие обозначения: L_a , L_b , L_1 , L_{stub} — соответствующие рисунку 1 длины участков микрополосковой линии, Z_0 — волновое сопротивление участков L_a , L_b и L_1 , Z_i — волновое сопротивление участков расширяющейся части микрополосковой линии, Z_{slot} — сопротивление щели; ϵ_{re} — эффективная диэлектрическая проницаемость диэлектрика микрополосковой линии; p — коэффициент трансформации.

При отношении ширины микрополоска W к высоте h диэлектрика $W/h > 2$ параметры Z_0 и ϵ_{re} можно рассчитать по следующим формулам [2]:

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{W}{h} + 0,883 + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left(\ln \left(\frac{W}{2h} + 0,94 \right) + 1,451 \right) + 0,165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right]};$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}},$$

где ϵ_r – диэлектрическая проницаемость диэлектрика микрополосковой линии.

Следует заметить, что параметры Z_0 и ϵ_{re} зависят от частоты. Но в случае, когда максимальная рабочая частота много меньше f_p (ГГц) $= 0,398 \frac{Z_0}{h(\text{мм})}$, этой зависимостью можно пренебречь [2].

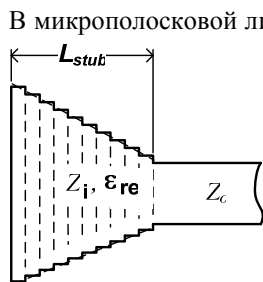


Рисунок 3 – Модель линии с расширяющимся концом

В микрополосковой линии также существуют потери, как в металле, так и в диэлектрике, которые нужно учитывать при моделировании. Хотя в большинстве случаев они малы, и ими также можно пренебречь. Например, в разработанной компанией ASTRON (Нидерланды) модели антенной решетки на (0,5...2) ГГц, пренебрежение потерями приводило к ошибке в моделированных S-параметрах менее 0,2 дБ при уровне порядка –10 дБ.

Для обеспечения широкополосности применен расширяющийся конец микрополосковой линии (т.н. stub), который при моделировании разбивается на отрезки линий одинаковой длины и увеличивающейся ширины (рисунок 3).

Моделирование антенны с такой питающей структурой можно

разбить на два этапа [3-4]:

- 1) промоделировать антенну или решетку, например, методом моментов, заменив всю схему рисунка 2 на обычный порт (“электромагнитное моделирование”);
- 2) затем, зная параметры порта, произвести микроволновое моделирование эквивалентной схемы (рисунок 2).

Чтобы провести такое моделирование, необходимо знать значение коэффициента трансформации p устройства питания.

Критическим моментом модели является отсутствие аналитического выражения для определения коэффициента трансформации. Выйти из этой ситуации можно, выполнив подбор p так, чтобы результат моделирования наиболее адекватно отражал результат измерений. Для проведения измерений можно изготовить либо один элемент, либо небольшую решетку.

Кроме неизвестной величины p целесообразно ввести еще одну неизвестную L_{con} , обозначающую длину разъема. Это нужно потому, что при измерениях точно не известно положение плоскости, от которой измеритель начинает отсчет фазы, но это положение сильно влияет на измеренную фазу.

Таким образом, алгоритм определения p можно записать следующим образом:

- производится электромагнитное моделирование изготовленной структуры (только один раз), заменив всю питающую структуру на порт;
- с помощью микроволнового моделирования (рисунок 2) рассчитываем матрицу рассеивания S для заданных диапазонов изменения p и L_{con} , в результате получаем 5-размерную матрицу $S_{mk}^{Model}(p, L_{con}, f)$;
- далее рассчитывается корреляционная матрица (для модуля S-параметров) и матрица ошибок (для аргумента S-параметров) по формулам:

$$R(p, L_{con}) = \frac{\text{cov}\left(\left|S_{mk}^{Model}(p, L_{con}, f)\right|, \left|S_{mk}^{Meas}(f)\right|\right)}{\sqrt{\text{cov}\left(\left|S_{mk}^{Model}(p, L_{con}, f)\right|, \left|S_{mk}^{Model}(p, L_{con}, f)\right|\right) \cdot \text{cov}\left(\left|S_{mk}^{Meas}(f)\right|, \left|S_{mk}^{Meas}(f)\right|\right)}}$$

$$Err_{PH}(p, L_{con}) = \sum_{f=F_{min}}^{F_{max}} \left| \arg\left(S_{mk}^{Model}(p, L_{con}, f)\right) - \arg\left(S_{mk}^{Meas}(f)\right) \right|$$

где $\text{cov}\left(\left|S_{mk}^{Model}\right|, \left|S_{mk}^{Meas}\right|\right)$ – ковариация между моделируемыми S-параметрами $S_{mk}^{Model}(p, L_{con}, f)$ и измеренными $S_{mk}^{Meas}(f)$;

- находится максимальная величина $\max\{R(p, L_{con})\}$, минимальная величина $\min\{Err(p, L_{con})\}$ и соответствующие им p и L_{con} и будут нашими искомыми величинами.

Для оптимизации p по модулю матрицы рассеяния применен коэффициент корреляции, так как он сильно зависит от формы кривых, а $|S_{mk}|$ как правило имеет ярко выраженный резонансный характер. Фаза же меняется по закону, близкому к прямой, поэтому для оптимизации по $\arg(S_{mk})$ лучше подходит “разностный” критерий.

На рисунке 4 приведен результат нахождения p и L_{con} для 3-элементной решетки Вивальди на диапазон частот 0,5–2 ГГц по коэффициенту отражения S_{11} (центральный элемент).

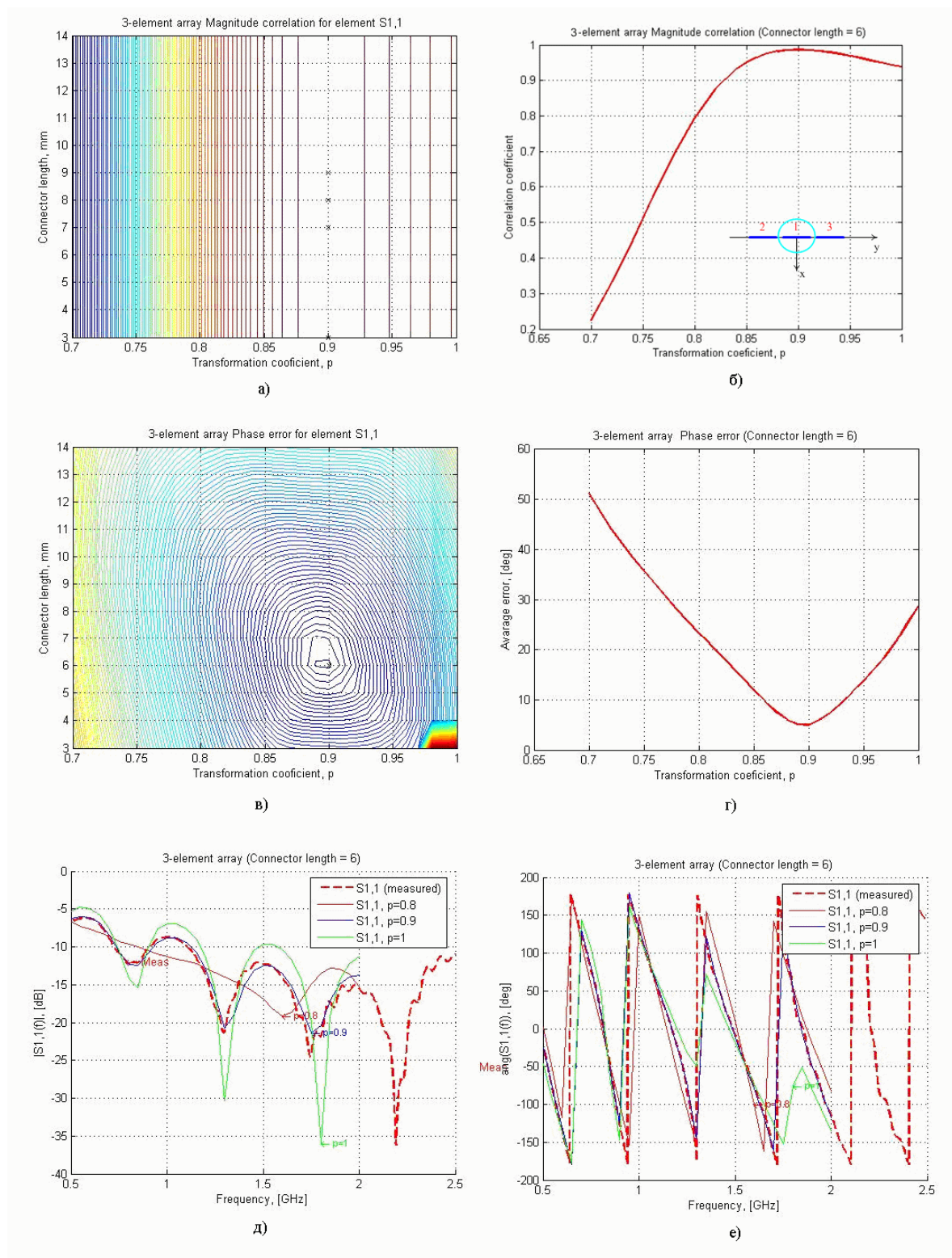


Рисунок 4 – Коэффициент корреляции между моделированными и измеренными $|S_{11}|$ (а), его сечение при $L_{con}=6$ mm (б), ошибка по фазе S_{11} (в), ее сечение при $L_{con}=6$ mm (г), измеренные (пунктир) и промоделированные (сплошные) для разных p модуль S_{11} (д) и фаза S_{11} (е)

Таким образом, для данного устройства питания оптимальный коэффициент трансформации $p=0.9$. При этом можно видеть хорошее совпадение результатов измерений и моделирования, что говорит о хорошей точности модели и способа определения коэффициента трансформации.

Но данная модель обеспечивает хорошее совпадение до относительно невысоких частот порядка (5...10) ГГц. На более высоких частотах начинает сказываться излучение микрополосковой структуры и

дополнительные потери в проводнике и диэлектрике. Поэтому перспективы дальнейших исследований в данном направлении – усовершенствовать модель таким образом, чтобы учесть эти факторы.

Библиографический список

1. Ivashina M.V. An Accurate Model of a Wide-Band Microstrip Feed for Slot Antenna Arrays / M.V. Ivashina, E.A. Redkina, R. Maaskant // The 2007 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation — 2007. — June 10-15, 2007. — P. 1953–1956.
2. Gupta K.C. Microstrip lines and slotlines / K.C. Gupta, G. Ramesh, I.J. Bahl, — Artech House, Norwood, MA, 1979. — 377 с.
3. Schaubert D.H. Endfire slotline antennas / D.H. Schaubert // JINA conf., Journees internationales de Nice sur les Antennes. — 1990. — Nov. 1990. — P. 253–265.
4. Smolders A.B. Wide-band antenna element with integrated balun / A.B. Smolders, M.J. Arts // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. — 1998. — Vol. 3. — P. 1394–1397.

Поступила в редакцию 03.03.2009 г.