

Алгоритм и программы анализа и синтеза устройств на основе распределенно-сосредоточенных цепей

Г.А. Малютин, Т.Т. Чинь

Аннотация— Описаны алгоритмы и программы анализа и синтеза устройств на основе распределенно-сосредоточенных цепей. Алгоритмы анализа основаны на декомпозиции конструкций устройств, представляемых цепями с распределенными параметрами и цепями с сосредоточенными параметрами. Математические модели распределенных цепей представляют результат решения телеграфных уравнений, зависящий от системы погонных параметров и конструктивных размеров объекта исследований. В качестве примера таким объектом взяты связанные полосковые линии. Математические модели сосредоточенных цепей строятся на основе уравнений Кирхгофа. Декомпозиция рассматриваемых устройств позволила построить алгоритмы анализа частотных характеристик блока распределенных цепей и сосредоточенных цепей независимо друг от друга. При этом была поставлена и решена обратная задача определения эквивалентного сопротивления сосредоточенных цепей для получения заданных параметров устройства при условии, что известны параметры распределенных цепей. В результате построен алгоритм синтеза устройства по задаваемой частотной зависимости его параметров. Предложен и реализован алгоритм рекомпозиции устройства из отдельно рассмотренных его частей в виде распределенных и сосредоточенных цепей. Разработанные алгоритмы анализа и синтеза послужили основой разработки комплекса программ, позволяющих проводить анализ и синтез устройств с заданными частотными характеристиками.

Ключевые слова— Алгоритмы анализа и синтеза, распределенные цепи, сосредоточенные цепи, программы анализа, синтез.

I. ВВЕДЕНИЕ

Область применения распределенных цепей (РЦ) достаточно широкая: от использования в качестве линий передачи электроэнергии, изготовления межсоединений в печатных платах – до построения функциональных устройств и антенн ВЧ- и СВЧ-диапазонов. При этом РЦ, как правило, нагружены сосредоточенными цепями (СЦ), в качестве которых могут быть как пассивные

компоненты, так и активные приборы. Основной вид конструктивно-технологической реализации распределенных цепей в радиоэлектронике в настоящее время – полосковые линии и связанные полосковые линии (СПЛ). Математическое моделирование полосковых линий и устройств на их основе разработано достаточно хорошо в отношении решения задач анализа частотных характеристик [1]. Задачи анализа состоят в определении параметров устройств с помощью аналитических моделей или численных методов [2, 3].

В работах [4, 5] развит декомпозиционный подход к математическому моделированию элементов и устройств, содержащих распределенные цепи. Основная идея метода заключается в декомпозиции некоего устройства на составные более простые части, минимальные блоки, с последующим их анализом, а затем сборка блоков исходя из граничных условий. Конечный результат соответствия заданным параметрам устройства достигается применением оптимизационных процедур. Нам представляется, что метод автономных блоков, ориентированный на анализ сложных электродинамических структур, может быть дополнен решением не только прямых задач расчета характеристик по известным размерам и свойствам материалов, но и решением обратных задач определения характеристик отдельных частей, например, сосредоточенных цепей (СЦ), обеспечивающих получение заданных параметров устройств. Поскольку синтез СЦ разработан более обстоятельно, получение конечного результата проектирования устройств существенно ускоряется. По крайней мере, даже попадание в окрестность удовлетворительного результата упрощает и ускоряет процесс оптимизации получаемых вариантов решений численными методами.

В настоящей работе описаны алгоритмы и программы математического моделирования и синтеза распределенно-сосредоточенных цепей (РСЦ) на примере неотражающего фильтра (НФ), содержащего сосредоточенные RLC-цепи в диагональных плечах распределенной цепи в виде отрезка связанных полосковых линий и выполняющего функцию направленного ответвителя (НО). Направленный ответвитель представляет собой конструкцию связанных линий с вертикальной диэлектрической подложкой и проводниками на ее боковых стенках [6–8]. В основе предлагаемых алгоритмов лежит модифицированный метод автономных блоков [4, 5] с особенностью – включением решения обратной задачи нахождения параметров СЦ по заданным параметрам устройства.

Статья получена 2 декабря 2023 г. Работа поддерживалась Министерством науки и высшего образования России, проект FEM-2023-0014 от 16.01.23.

Малютин Георгий Александрович, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия, mg.mageorge@yandex.ru.

Чинь То Тхань, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия, thanhvodoi1995@gmail.com.

При решении задачи анализа структурная схема неотражающего фильтра разбивается на более простые участки (блоки), параметры которых могут быть рассчитаны разными методами. По известным первичным и вторичным параметрам можно определить матрицу передачи каждого участка [9, 10], после чего остается найти «отклик» всей системы на подаваемый сигнал. Если необходимо рассчитать отклик устройства на конкретный сигнал (в настоящей работе рассматривается гармонический синусоидальный сигнал), то задача сводится к определению соотношений между найденными матрицами передачи каждого из блоков. Данный процесс называется рекомпозицией, в результате которого решается задача «объединения» всех рассчитанных ранее участков системы. Алгоритм рекомпозиции построен на модели нормирования матрицы передачи распределенной цепи

Конечно, при более детальном рассмотрении задачи расчета параметров РСЦ следует принять во внимание краевые задачи для уравнения Максвелла или так называемые «ключевые S- и Z-задачи» [4, 5]. Однако для рассматриваемой в настоящей работе РСЦ это излишне. Экспериментальные опыты показали хорошее сходство модели распределенной цепи, получаемой из решения телеграфных уравнений, и реального макета. Также здесь не рассматривается процесс объединения матриц передачи отдельных участков РСЦ, так как изначально описывается участок СПЛ, который не разбивается на отдельные составные части.

II. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ДЕКОМПОЗИЦИИ

Рассмотрим фильтр неотражающего типа на основе связанных полосковых линий и RLC-цепей. На рисунке 1 представлена трехмерная модель этого устройства. Связанные линии без дополнительных блоков в виде сосредоточенных элементов, составляющих RLC-цепь, выполняют роль направленного ответвителя. RLC-цепи установлены в диагональных плечах направленного ответвителя. Это многослойная печатная плата. Эквивалентная схема рассматриваемого устройства показана на рисунке 2.

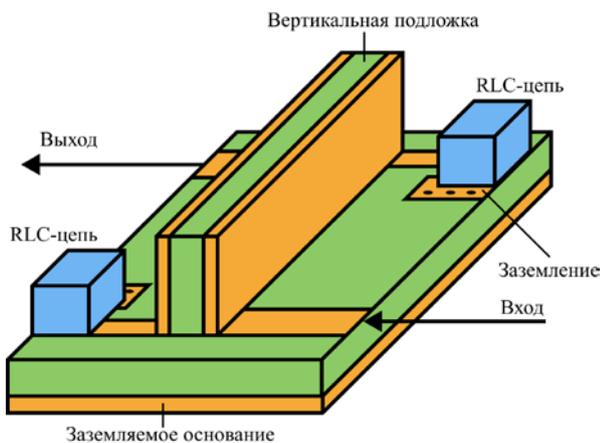


Рисунок 1 – Трехмерная модель неотражающего фильтра

Проводя декомпозицию эквивалентной схемы (рисунок 2), получим три отдельных части. Для удобства анализа пусть две из них, состоящие из сосредоточенных

элементов (RLC-цепи), будут идентичными. Как видно из рисунка 3, блок из связанных линий представляет собой восьмиполосник, а блок из RLC-цепи является четырехполосником.

Описанная декомпозиция рассматриваемого устройства была произведена «вручную» до анализа и расчета. Однако этот процесс можно автоматизировать. Рассмотрим двумерную структуру, показанную на рисунке 4. Это поперечное сечение полосковой линии, которое рассматривается при определении погонных первичных параметров [10]. Цель алгоритма автоматизации состоит в том, чтобы выделить у заданной конструкции части, заполненные одинаковым материалом.

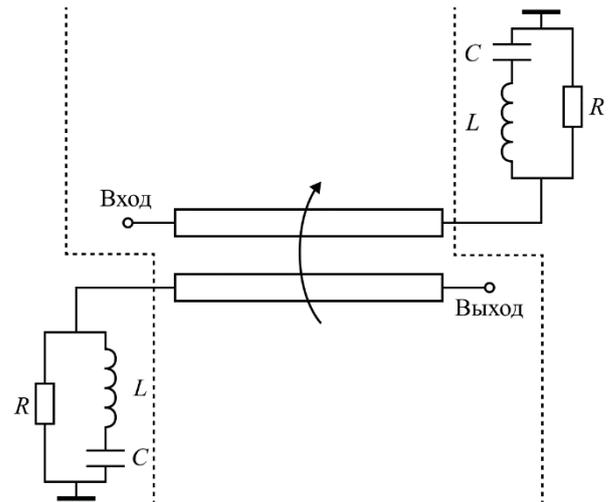


Рисунок 2 – Эквивалентная схема неотражающего фильтра.

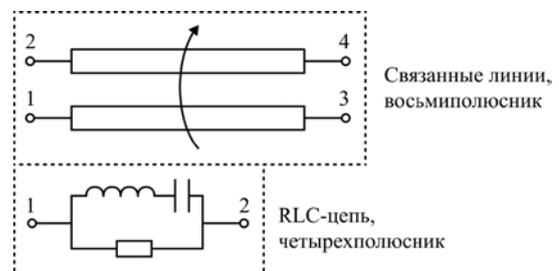


Рисунок 3 – Блоки восьмиполосника и четырехполосника, полученные в результате декомпозиции эквивалентной схемы

Чтобы это сделать, можно сначала «просканировать» конструкцию слева-направо, то есть по оси X, а затем сверху-вниз, по оси Y. Таким образом, получаются два вектора (рисунок 5): вектор, который хранит в себе пары координат точек одинакового вертикального одномерного сечения ($[x1 : x2]$; $[x2 : x3]$ и т.д.) и горизонтального одномерного сечения ($[y1 : y2]$; $[y2 : y3]$ и т.д.).



Рисунок 4 – Двумерная полосковая структура.

Данные векторы можно наложить друг на друга, получив новый общий вектор, состоящий из координат

точек, описывающих прямоугольную область (рисунок б).

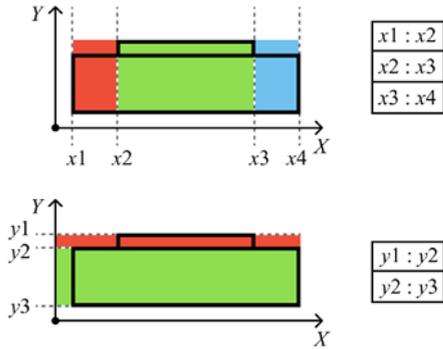


Рисунок 5 – Разбиение двумерной структуры на области по вертикальной и горизонтальной оси

Эта операция похожа на перемножение двух векторов, за исключением того, что надо не перемножать координаты X_n и Y_n , а соотнести их, получив в каждом таком сочетании точку $(x; y)$. Поэтому удобнее записать новый общий вектор, а не матрицу, как это было бы при обычном перемножении векторов. Повторяющиеся области с одним и тем же материалом необходимо объединить в одну.

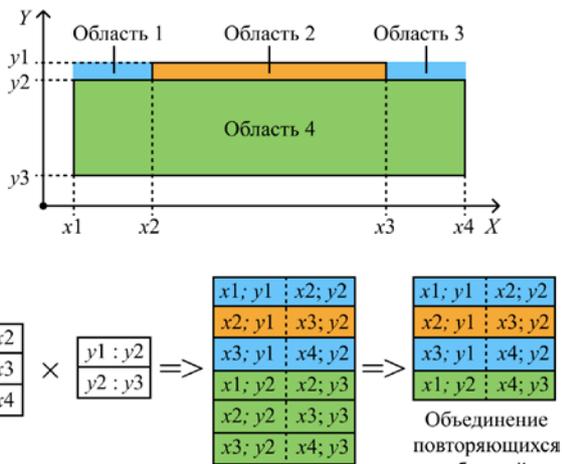


Рисунок 6 – Определение областей с однородным заполнением

Как видно из рисунок 6, в результате получаются отдельные области, которые заполнены одним материалом (металл, воздух, диэлектрик и т.д.). Остается определить, какой распределенной цепью является данный набор областей. Это можно сделать, к примеру, заранее задав основные шаблоны наиболее простых полосковых конструкций (полосковая линия, связанные линии, многопроводные линии) и произвести сравнение полученных областей со всеми имеющимися шаблонами. Также можно прибегнуть к набирающему популярность на сегодняшний день машинному обучению.

Учет сосредоточенных элементов при автоматизированном подходе декомпозиции довольно прост. Как правило, заранее известны их геометрические размеры, координаты и параметры. Поэтому сначала можно произвести декомпозицию без учета сосредоточенных элементов (только распределенных цепей), а затем включить их в анализ в качестве дополнительных областей, когда вся остальная декомпозиция уже будет завершена.

Описанный выше алгоритм легко расширить до трехмерного случая.

Описанный метод автоматизированной декомпозиции также применим и крайне удобен в численных методах расчета, например в методе сеток [11, 12]. Там также необходимо выделять области, однородно заполненные одним материалом, и отдельно производить их анализ.

Недостаток описанного подхода заключается в необходимости дискретизации структуры по заранее заданной или динамически изменяющейся величине шага дискретизации. Однако эту проблему можно частично решить, взяв заранее существенно малую величину шага относительно остальных размеров распределенно-сосредоточенной цепи. Основным и главным преимуществом такого алгоритма является универсальность, что является важным свойством любого алгоритма.

III. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ РАЗМЕРОВ ОТРЕЗКА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ

Определение частотной зависимости матричных параметров блока связанных полосковых линий рассмотрено в работах [13, 14]. Основными исходными данными здесь являются матрицы погонных емкостей и индуктивностей. Их, в свою очередь, можно определить путем электростатического моделирования. Примененный алгоритм определения матриц погонных параметров представлен в виде блок-схемы на схеме рисунок 7.



Рисунок 7 – Блок-схема алгоритма определения матриц погонных емкостей и индуктивностей

Далее стоит задача определения длины отрезка связанных линий. Задача определения конструктивных размеров полосковой структуры по заранее заданным характеристикам является одновременно обратной и оптимизационной задачей. Конечно, для более простых конструкций, например микрополосковой линии, можно найти строгое аналитическое решение, но для более сложных конструкций и для множества их разновидностей вывести общее решение достаточно сложно. На сегодняшний день известно много методов решения оптимизационных задач. Одно из интересных решений

было предложено в работах [15, 16]. Этот метод был назван методом выращивания и заключается в циклическом изменении геометрии конструкции, после каждой итерации цикла определяются параметры распределенной цепи и сравниваются с требуемыми значениями.

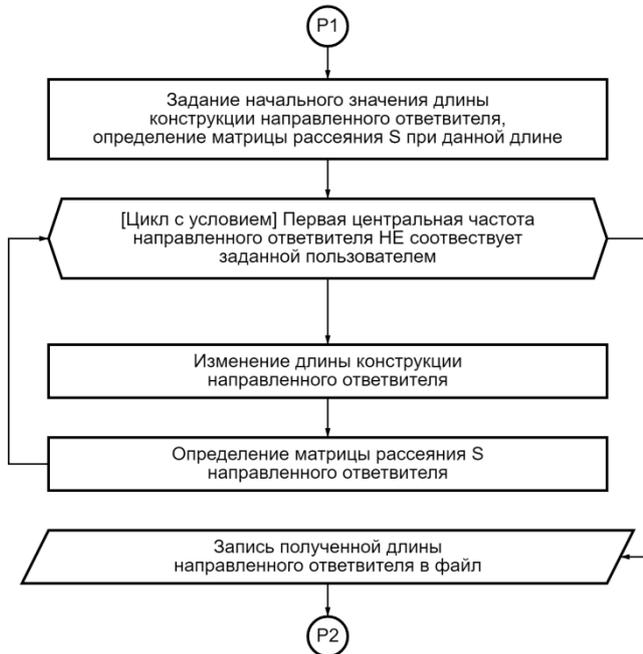


Рисунок 8 – Блок-схема алгоритма определения длины связанных линий, представляющих блок распределенной цепи

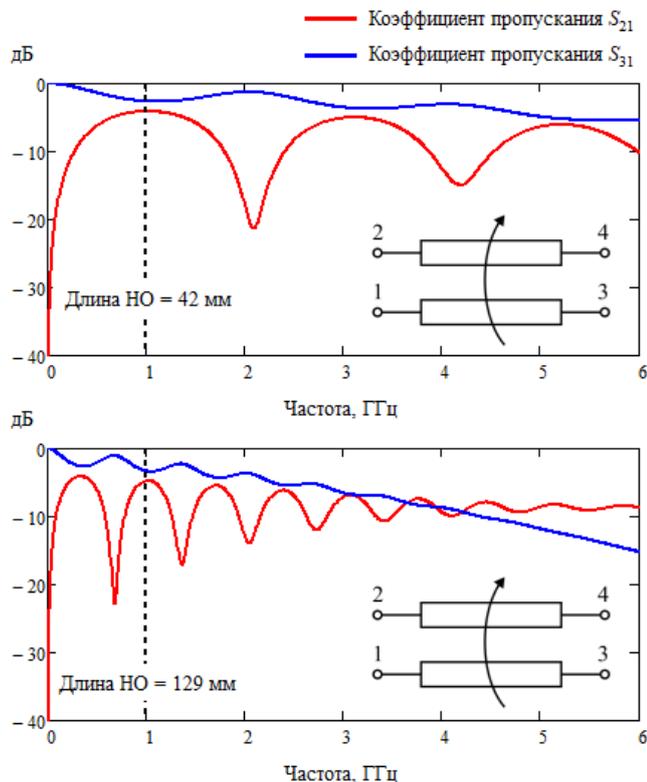


Рисунок 9 – Выбор длины связанных линий направленного ответвителя при одинаковых требованиях к центральной частоте будущего фильтра

В настоящей работе применяется подобный, но упрощенный метод. Единственной изменяемой геометрической величиной здесь является длина связанных полос-

ковых линий. Начинается «выращивание» с некоторого минимального значения длины и постепенно либо увеличивается, либо уменьшается, в зависимости от направления расхождения рассчитываемых частотных характеристик от требуемых. В качестве требуемых характеристик может быть, например, центральная частота фильтра и его ширина полосы пропускания. Упрощенный алгоритм определения продольного размера (длины) распределенного участка цепи (направленного ответвителя) изображен на схеме рисунок 8.

Если рассмотреть частотную характеристику направленного ответвителя, то можно заметить, что получить полосу пропускания на определенной центральной частоте можно при разных длинах связанных линий направленного ответвителя. На рисунке 9 представлен пример, где при требуемой центральной частоте 1 ГГц длина направленного ответвителя может быть как 42 мм, так и 129 мм. Данную особенность необходимо учитывать при синтезе фильтра.

IV. ПРОГРАММА РЕШЕНИЯ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ ВЫЧИСЛЕНИЯ ИМПЕДАНСА СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ЦЕПИ

В работе [17] описывается решение обратной задачи определения частотной зависимости импеданса RLC-цепи, исходными данными которой является частотная зависимость матрицы рассеяния фильтра (всего устройства). Далее необходимо подобрать такие сочетания номиналов сосредоточенных элементов R , L и C , которые будут удовлетворять найденной при решении обратной задачи частотной зависимости импеданса RLC-цепи. Для этого найдем емкостной и индуктивный импеданс по известным формулам (1), (2).

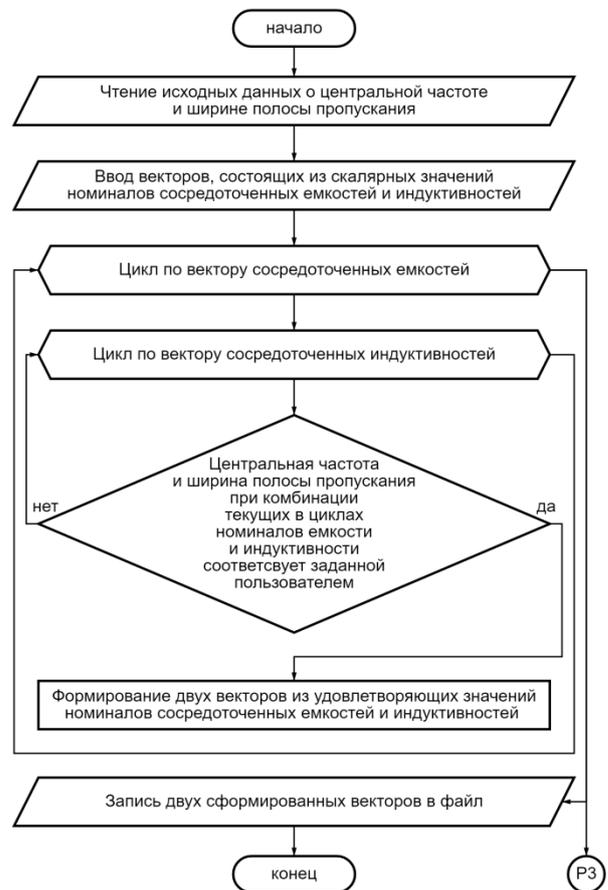


Рисунок 10 – Блок-схема алгоритма выборки удовлетворяющих номиналов сосредоточенных элементов RLC цепи

$$ZC(f) = \frac{1}{i \cdot 2\pi \cdot f \cdot C0}, \quad (1)$$

$$ZL(f) = i \cdot 2\pi \cdot f \cdot L0. \quad (2)$$

Для согласования RLC-цепи и направленного ответвителя будем считать сопротивление резистора равным 50 Ом, так как волновое сопротивление линий передачи связанных линий имеют такое же волновое сопротивление. Импеданс RLC-цепи определим по формуле (3)

$$Z_{RLC}(f) = \left[R0^{-1} + [ZC(f) + ZL(f)]^{-1} \right]^{-1}. \quad (3)$$

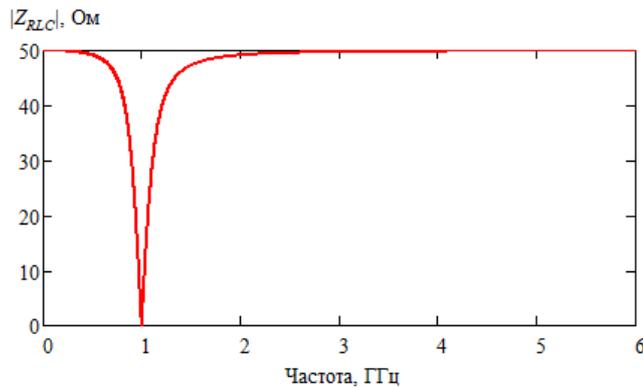
Пусть заданы некоторые вектора, состоящие из разных номинальных значений сосредоточенных элементов L и C . В качестве таких векторов может быть перечень из базы данных возможных номиналов. Тогда необходимо выбрать из данных векторов те сочетания номиналов, при которых зависимость $Z_{RLC}(f)$ будет сходиться (с некоторой заданной погрешностью) с зависимостью, определенной при решении обратной задачи. Сделать это можно в итерационной процедуре, которая будет проверять все возможные сочетания сосредоточенных элементов. Процесс выборки подходящих номиналов сосредоточенных элементов можно упростить. Так как исходными данными для синтеза фильтра являются центральная частота (4)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L0 \cdot C0}}. \quad (4)$$

и ширина полосы пропускания, то достаточным будет условие совпадения трех точек по частоте: нижняя частота, центральная частота (4) и верхняя частота. Алгоритм выборки удовлетворяющих номиналов описан на схеме рисунок 10.

В итоге, во всем частотном диапазоне, за исключением f_0 и ее окрестности, модуль импеданса должен быть равным волновому сопротивлению связанных линий передачи направленного ответвителя (5)

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}}, \quad (5)$$



где Z_{0e}, Z_{0o} – волновые сопротивления синфазного и противофазного типов возбуждения связанных линий.

Таким образом, на частоте f_0 направленный ответвитель будет пропускать сигнал, поскольку порты блока связанных линий 2 и 3 (см. рисунок 9) будут закорочены на заземляемое основание через RLC-цепь. На всех остальных частотах нагрузка в портах 2 и 3 составит 50 Ом, поэтому значительная часть энергии будет рассеиваться на сопротивлении. Вследствие этого, частотная зависимость модуля импеданса, коэффициенты передачи и отражения матрицы рассеяния неотражающего фильтра для центральной частоты $f_0 = 1$ ГГц примут вид, показанный на рисунок 11.

V. РЕКОМПОЗИЦИЯ И РАСЧЕТ УСТРОЙСТВА

После расчета всех составных блоков необходимо произвести рекомпозицию, т.е. процедуру, обратную декомпозиции. На рисунке 12 представлена общая блок-схема алгоритма синтеза неотражающего фильтра. Здесь расчет распределенной и сосредоточенной цепи разбит на две отдельные части, связанные между собой точкой рекомпозиции. Физический смысл процедуры рекомпозиции состоит в задании граничных условий на портах связанных линий. Математически этот прием формализован в [13] через нормирование матрицы передачи, используя нагрузки в портах 1–4.

Таким образом, рекомпозиция производится путем нормирования матрицы передачи a на сопротивление RLC-цепи и нагрузки на входе и выходе устройства. Для упрощения этого процесса рассмотрим ненормированную матрицу передачи восьмиполюсника (направленного ответвителя), которая имеет вид (6)

$$a = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

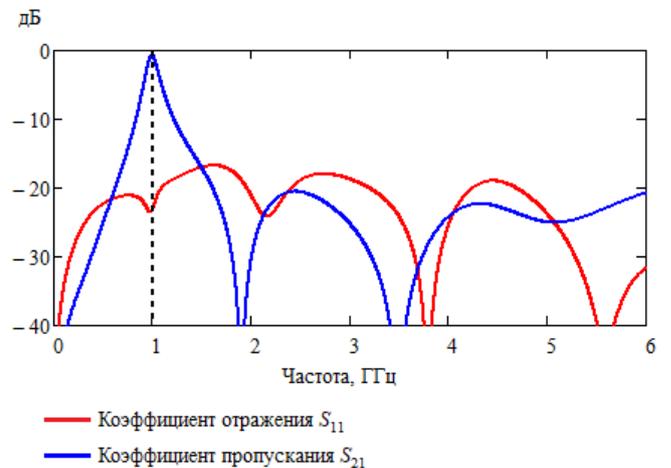


Рисунок 11 – Частотные зависимости модуля импеданса RLC-цепи и матрицы рассеяния неотражающего фильтра.

Воспользуемся соотношениями для нормирования матрицы передачи, приведенными в работе [13]. Разделим матрицу (6) на подматрицы (7):

$$a_{aa} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}, a_{ab} = \begin{pmatrix} a_{13} & a_{14} \\ a_{23} & a_{24} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

$$a_{ba} = \begin{pmatrix} a_{31} & a_{32} \\ a_{41} & a_{42} \end{pmatrix}, a_{bb} = \begin{pmatrix} a_{33} & a_{34} \\ a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}.$$

Тогда матрица передачи (6) примет вид (8)

$$a = \begin{pmatrix} a_{aa} & a_{ab} \\ a_{ba} & a_{bb} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

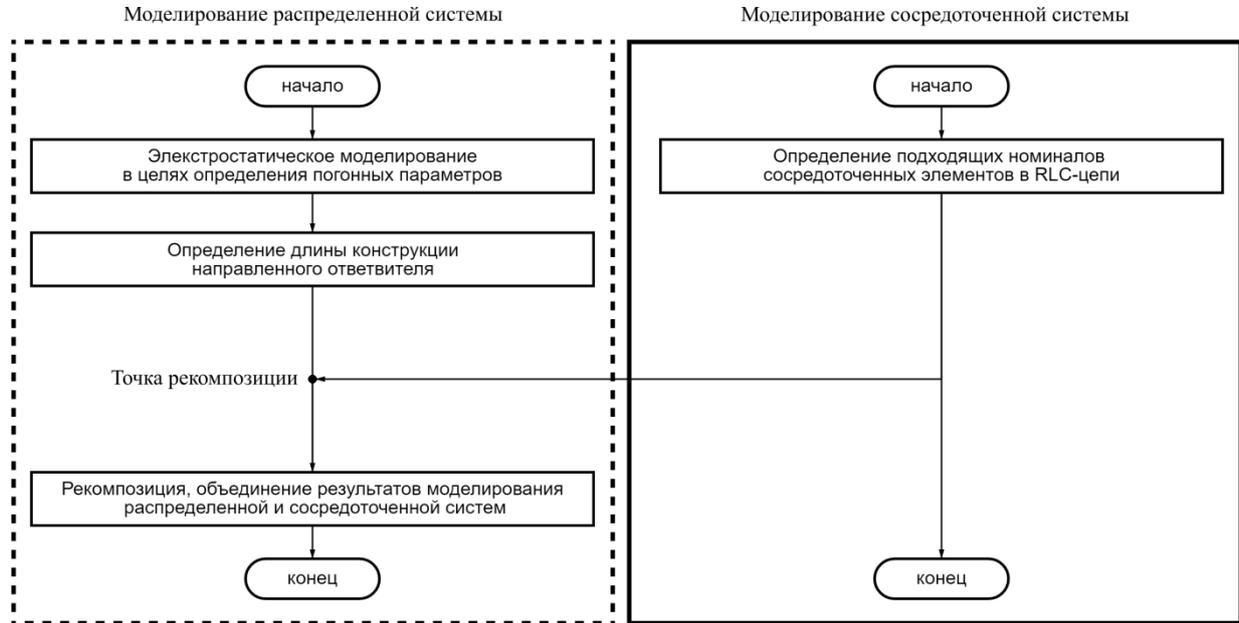


Рисунок 12 – Общая блок-схема алгоритма синтеза неотражающего фильтра

Теперь рассмотрим эквивалентную схему, показанную на рисунке 13. Из нее видно, что в каждом плече направленного ответвителя имеется нагрузка либо в виде сопротивления $Z = 50$ Ом, либо сопротивления Z_{RLC} . Запишем нормирующие матрицы нагрузок (9).

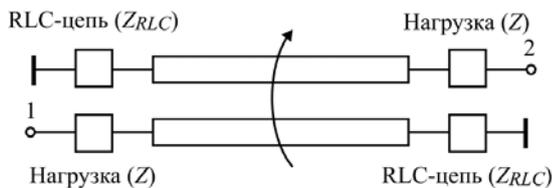


Рисунок 13 – Эквивалентная схема направленного ответвителя с нагрузками

$$Z01 = \begin{pmatrix} \sqrt{Z^{-1}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{RLC}^{-1}} \end{pmatrix}, Z02 = \begin{pmatrix} \sqrt{Z_{RLC}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z} \end{pmatrix}, \quad (9)$$

$$Z03 = \begin{pmatrix} \sqrt{Z_{RLC}^{-1}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z^{-1}} \end{pmatrix}, Z04 = \begin{pmatrix} \sqrt{Z} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{RLC}} \end{pmatrix}.$$

Нормирование матрицы передачи a выполняется по формуле (10), получаем матрицу A

$$A = \begin{pmatrix} Z01 \cdot a_{aa} \cdot Z02 & Z01 \cdot a_{ab} \cdot Z03 \\ Z04 \cdot a_{ba} \cdot Z02 & Z04 \cdot a_{bb} \cdot Z03 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

По известной нормированной матрице передачи можно определить нормированную матрицу рассеяния синтезированного фильтра. Блок-схема алгоритма этапа рекомпозиции приведена на схеме рисунка 14.

Таким образом, решена задача анализа и синтеза

распределенно-сосредоточенных цепей на примере неотражающих порловосых полосно-пропускающих фильтров. В основе положена математическая модель связанных полосковых линий, нагруженных на частотно-зависимые нагрузки. Рассмотрены детали алгоритмизации процедур анализа на основе декомпозиции обобщенной эквивалентной схемы и решение задачи синтеза устройств с помощью полученного решения обратных задач при синтезе частотных характеристик блоков с сосредоточенными параметрами, необходимых для достижения заданных частотных зависимостей коэффициентов матрицы рассеяния проектируемых устройств



Рисунок 14 – Блок-схема алгоритма этапа рекомпозиции

Описанный метод применим к достаточно широкому классу СВЧ устройств, содержащих распределенные и сосредоточенные цепи.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают признательность Малютину Н. Д. за полезное обсуждение работы.

БИБЛИОГРАФИЯ

- [1] Sychev A.N., Bondar V.A., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I., Rudyi N.Y. "Theory of Doubly-Shielded Coupled Lines for Directional Couplers of Various Directivity Types with Impedance Transformation" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Volume 71, Issue 5, May 2023, P. 2104-2117. DOI:10.1109/TMTT.2022.3227310.
- [2] Суворцев П.С., Кенжегулова З.М. *Аналитические модели временного отклика полосковых устройств с модальными явлениями*. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – 172 с.
- [3] Zhechev Y.S., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R.. Quasi-static analysis of a two-conductor modal filter with a thin passive conductor, *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 1862, no. 1. – P. 012016.
- [4] Автоматизированное проектирование устройств СВЧ: научное издание / В. В. Никольский [и др.]; ред. В. В. Никольский. М.: Радио и связь, 1982. 271 с.
- [5] Никольский В.В., Никольская Т.И. *Декомпозиционный подход к задачам электродинамики*. М.: Наука, 1983. 304 с.
- [6] Konishi Y., Awai I., Fukuoka Y. and Nakajima M., "A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1988, vol 36, No. 6, pp. 1057–1063.
- [7] Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. and Salnikov A.S., "Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique," *IEEE MTT-S Int. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, 2017, pp. 124–126.
- [8] Sychev A.N., Struchkov S.M., Putilov V.N. and Rudyi N.Yu., "A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit," in *Proc. of the 45th Eur. Microw. Conf.*, 2015, pp. 283–286.
- [9] Малютин Н.Д., Сычев А.Н., Семенов Э.В. и Лощилов А.Г., *Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров*. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 168 с.
- [10] Малютин Н.Д., Сычев А.Н., Семенов Э.В. и Лощилов А.Г., *Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик*. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 218 с.
- [11] Фуско В. *СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование*. Радио и связь, 1990, 288 с.
- [12] Малютин Г.А., "Оптимизация алгоритма расчета полосковых структур методом сеток," *Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции*, 2021, № 1-1, с. 100–103.
- [13] Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. *Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ*. М.: Связь, 1971. 352 с.
- [14] Сычев А.Н., Рудый Н.Ю., "Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком," *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*, 2018, Т. 21, № 4-1, с. 7–15, doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-7-15.
- [15] Ильин А.А., Малютин Н.Д., Мисюнас А.О. и А.Г. Лощилов, "Синтез топологии устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками на основе нерегулярных рельефных связанных микрополосковых линий," *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*, 2010, № 2-1(22), с. 7–19.
- [16] Малютин Н.Д., Лощилов А.Г., Ильин А.А., Малютин А.Н. и Большанин И.В., "Алгоритмы синтеза устройств на основе нерегулярных связанных полосковых линий по заданным частотным характеристикам," *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*, 2011, № 1(23), с. 188–195.
- [17] Чепко Т.А., Чинь Т.Т. и Малютин Г.А., "Решение задачи синтеза частотной характеристики RLC-цепи фильтра неотражающего типа на основе связанных полосковых линий," *Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР*, 2023, № 1-1, с. 207–210.

Algorithms and programs for analysis and synthesis devices based on distributed and lumped circuits

G.A. Malyutin, Trinh T. Thanh

Abstract—An algorithm and programs for analysis and synthesis of devices based on distributed and lumped circuits are described. The analysis algorithms are based on the decomposition of device designs represented by circuits with distributed parameters and circuits with lumped parameters. Mathematical models of distributed circuits represent the result of solving telegraphic equations, depending on the system of per unit length parameters and structural dimensions of the object of research. Coupled strip lines are taken as an example of such an object. Mathematical models of lumped circuits are built on the basis of Kirchhoff's equations. Decomposition of the devices under consideration allows us to construct an algorithm for analyzing the frequency characteristics of distributed and lumped circuit's blocks independently of each other. At the same time, the inverse problem of determining the equivalent impedance of lumped circuits was posed and solved to obtain the specified device parameters, provided that the parameters of the distributed circuits are known. As a result, an algorithm for synthesizing a device with a specified frequency dependence of its parameters was constructed. An algorithm for recomposing a device from separately considered parts in the form of distributed and lumped circuits has been proposed and implemented. The developed analysis and synthesis algorithms served as the basis for the development of a set of programs for the analysis and synthesis of devices with specified frequency characteristics.

Keywords— Analysis and synthesis algorithms, distributed circuits, lumped circuits, analysis programs, synthesis.

BIBLIOGRAPHY

- [1] Sychev A.N., Bondar V.A., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I., Rudyi N.Y. "Theory of Doubly-Shielded Coupled Lines for Directional Couplers of Various Directivity Types with Impedance Transformation". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Volume 71, Issue 5, May 2023, pp. 2104-2117. DOI:10.1109/TMTT.2022.3227310.
- [2] Surovtsev R.S., Kenzhegulova Z.M. *Analytical models of the time response of stripline devices with modal phenomena*. Tomsk: Publishing house Tomsk State University of systems control and radio electronics, 2023. – 172 p.
- [3] Zhechev Y.S., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R.. Quasi-static analysis of a two-conductor modal filter with a thin passive conductor, *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 1862, no. 1. – P. 012016.
- [4] Automated design of microwave devices: scientific publication / V.V. Nikolsky [et al.]; ed. V. V. Nikolsky. M.: Radio and communication, 1982. 271 p.
- [5] Nikolsky V.V., Nikolskaya T.I. *Decomposition approach to problems of electrodynamics*. M.: Nauka, 1983. 304 p.
- [6] Konishi Y., Awai I., Fukuoka Y. and Nakajima M., "A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1988, vol 36, No. 6, pp. 1057–1063.
- [7] Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. and Salnikov A.S., "Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique," *IEEE MTT-S Int. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, 2017, pp. 124–126.
- [8] Sychev A.N., Struchkov S.M., Putilov V.N. and Rudyi N.Yu., "A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit," in *Proc. of the 45th Eur. Microw. Conf.*, 2015, pp. 283–286.
- [9] Malyutin N.D., Sychev A.N., Semenov E.V. and Loschilov A.G., *Regular and irregular multiconnected strip and wire structures and devices based on them: analysis, synthesis, design, extraction of primary parameters*. Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2012. 168 p.
- [10] Malyutin N.D., Sychev A.N., Semenov E.V. and Loschilov A.G., *Regular and irregular multiconnected strip and wire structures and devices based on them: calculation of primary parameters, pulse measurements of characteristics*. Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2012. 218 p.
- [11] Fusco V. *Microwave circuits. Analysis and computer-aided design*. Radio and communication, 1990, 288 p.
- [12] Malyutin G.A., "Optimization of the algorithm for calculating strip structures using the grid method," *Electronic means and control systems. Materials of reports of the International Scientific and Practical Conference*, 2021, No. 1-1, p. 100–103.
- [13] Feldshtein A.L., Yavich L.R. *Synthesis of four-terminal and eight-terminal networks at microwave frequencies*. M.: Svyaz, 1971. 352 p.
- [14] Sychev A.N., Rudy N.Yu., "Parameters of asymmetrical coupled lines with an inhomogeneous dielectric," *Reports of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*, 2018, Vol. 21, No. 4-1, p. 7–15, doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-7-15.
- [15] Ilyin A.A., Malyutin N.D., Misyunas A.O. and A.G. Loschilov, "Synthesis of the topology of pulse-forming devices with given spectral characteristics based on irregular relief coupled microstrip lines," *Reports of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*, 2010, No. 2-1(22), p. 7–19.
- [16] Malyutin N.D., Loschilov A.G., Ilyin A.A., Malyutin A.N. and Bolshaniy I.V., "Algorithms for the synthesis of devices based on irregular coupled strip lines according to given frequency characteristics," *Reports of the Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics*, 2011, No. 1(23), p. 188–195.
- [17] Chepko T.A., Chin T.T. and Malyutin G.A., "Solution to the problem of synthesizing the frequency response of an RLC circuit of a non-reflective type filter based on coupled strip lines," *Collection of selected articles of the TUSUR scientific session*, 2023, No. 1-1, p. 207–210.