

Применение метода автономных блоков к математическому моделированию СВЧ-устройств, содержащих распределенные и сосредоточенные цепи

А.Г. Лошилов, Н.Д. Малютин, Т.Т. Чинь

Аннотация— Рассмотрено применение метода автономных блоков к математическому моделированию устройств на примере неотражающих частотно-селективных полосковых фильтров с обобщенной схемой, содержащей распределенные и сосредоточенные RLC цепи. Решается прямая задача и обратная задача, т.е. задачи анализа и синтеза. Отправной точкой этих решений является разбиение обобщенной эквивалентной схемы устройства на автономные блоки с распределенными параметрами и блоки с сосредоточенными параметрами. На основе связи частотных свойств полоскового устройства с параметрами автономных блоков с распределенными параметрами и блоков с сосредоточенными параметрами решается обратная задача отыскания частотных характеристик блоков с сосредоточенными параметрами, необходимых для получения заданных характеристик устройств в целом. Приведены численные результаты моделирования. Предложенный подход к моделированию устройств, содержащих распределенные и сосредоточенные цепи, сделал возможным разработать алгоритм синтеза ряда устройств, в частности, неотражающих полосно-пропускающих фильтров.

Ключевые слова—Распределенно-сосредоточенные цепи, метод автономных блоков, анализ, синтез, неотражающие фильтры.

I. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] развит декомпозиционный подход к математическому моделированию элементов и устройств СВЧ. Предложен новый метод дискретизации для краевых задач электродинамики, названный методом минимальных автономных блоков (МАОБ), принципиально отличающийся от применения разностных схем и ко-

Статья получена 8 октября 2013. Работа поддерживалась Министерством науки и высшего образования России, проект FEM-2023-0014 от 16.01.23.

А.Г. Лошилов, к.т.н., доцент, заведующий кафедрой конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры, проректор по научной работе и инновациям Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) (e-mail: lag@main.tusur.ru).

Н.Д. Малютин, д.т.н., профессор кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры ТУСУР (e-mail: ndm@main.tusur.ru).

Т.Т. Чинь, аспирант кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры ТУСУР (e-mail: thanhvodoi1995@gmail.com).

нечных элементов. В дальнейшем МАОБ получил развитие и стал применяться при анализе волновых процессов в разных средах. Так в [2], [3] на основе метода минимальных автономных блоков разработан и реализован параллельный алгоритм расчета многоканальных матриц рассеяния на высокопроизводительных графических картах. В этой и других работах отмечается, что при большом количестве блоков, образованных декомпозицией структуры, эффективность рекомпозиционного алгоритма крайне низка. Поэтому при построении моделей приходится делать усреднения параметров блоков. Метод минимальных автономных блоков успешно применен при моделировании радиопоглощающих покрытий [4], замкнутых электромагнитных экранов [5]. Метод автономных блоков находит применение в расчетах динамического воздействия на блоки радиоэлектронной аппаратуры [6]. В этой работе рассмотрена методика применения автономных блоков для исследования динамических процессов в гетерогенных структурах радиоэлектронных модулей при приложенном ударе. В публикации [7] разработан алгоритм идентификации уровня принимаемого и пространственном сходстве сигнала Wi-Fi сначала построенных автономных блоков, а затем выполняется идентификация объекта с помощью предложенных моделей Wi-Fi для полного использования функций Wi-Fi.

Распределенные цепи в радиотехнике являются основой для построения устройств и систем, работа которых базируется на волновых явлениях [8], [9]. Особую роль, начиная со второй четверти XX века по настоящее время, в технике СВЧ стали играть полосковые линии передачи, в которых распространяются преимущественно квази-Т-волны [10], [11]. В работе [12] приведен краткий исторический обзор о развитии полосковых технологий со времени их появления до первого десятилетия XXI столетия. За прошедшее десятилетие происходило расширение применения полосковых линий в электронных компонентах и в радиоэлектронной аппаратуре. Вследствие этого стали еще более актуальными исследования, направленные на создание математических моделей, алгоритмов и программ для ЭВМ для проведения расчетов отклика полосковых линий на частотное или импульсное воздействие. Следует отметить, что в настоящее время создано значительное количество систем анализа и проектирования (САПР) полосковых линий и устройств на их основе. Однако при поиске новых решений по-прежнему используется опыт разработчиков и программы, позволяющие рассчитывать частот-

ные характеристики полосковых конструкций, а затем с помощью численных методов оптимизировать решение, приближаясь к заданным требованиям [13], [14]. Такой подход уже стал почти традиционным. На основе накопления вариантов расчета исследователи стремятся построить некую феноменологическую модель путем аппроксимации зависимостей, например, частотных характеристик от выбираемых параметров материалов, конструкции, схемы. Тем самым ищется решение обратной задачи без ее решения. Это облегчает процесс проектирования, но часто не позволяет достичь глобального оптимума.

В настоящей работе рассмотрено применение метода автономных блоков применительно к математическому моделированию устройств на основе распределенно-сосредоточенных цепей, в которых преимущественно распространяются квази-Т-волны [15], [16], [17], [18]. Решена задача построения математической модели и алгоритмов анализа частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния схемы, содержащей блок с распределенными параметрами и блоки с сосредоточенными параметрами. Решена обратная задача синтеза частотных свойств блоков с сосредоточенными параметрами, которые определяют требуемые частотные характеристики устройств при константных параметрах блока с распределенными параметрами. Решения проведены на примере математического моделирования неотражающих частотно-селективных полосковых устройств СВЧ.

Предлагаемый подход к моделированию распределенно-сосредоточенной цепи сделал возможным разработать алгоритм синтеза ряда устройств, в частности, неотражающих полосно-пропускающих фильтров.

II. ОБЪЕКТ МОДЕЛИРОВАНИЯ. АНАЛИЗ

На рис. 1 показана обобщенная схема прототипа устройства, которое может выполнять различные функции. В схеме выделены блоки A , $B1$, $B2$. Блок A представляет распределенную структуру, выполняющую функцию формирования волнового процесса с заданными свойствами. На рис. 1 блок A представляет многосвязную полосковую линию с количеством токонесущих проводников $2n$, $n=4$. Без значимой потери общности возьмем вариант исполнения блока A в виде связанных линий (СЛ) с количеством токонесущих проводников $n=2$.

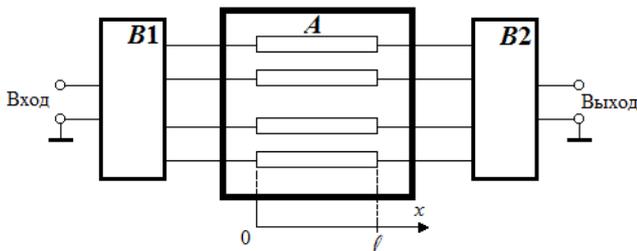


Рис. 1. Обобщенная схема устройства, составленная из блока A распределенного типа и блоков $B1$, $B2$, составленных из сосредоточенных цепей

Блоки $B1$, $B2$ построены из сосредоточенных элементов и соответственно представляют сосредоточенные RLC-цепи. $B1$, $B2$ выполняют функции формирования

определенной частотной зависимости граничных условий в сечениях $x=0$, $x=l$, а также соединения с внешними цепями.

Модель блока A целесообразно рассматривать безотносительно задания граничных условий, а лишь получив матрицы, связывающие напряжения и токи в начале и в конце связанных линий. Такая связь была получена в работе [13] в виде соотношения (1)

$$\begin{bmatrix} U_1(l) \\ U_2(l) \\ I_1(l) \\ I_2(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 l} & 0 & & \\ & e^{-\gamma_2 l} & & \\ & & e^{\gamma_1 l} & 0 \\ & 0 & & e^{\gamma_2 l} \end{bmatrix} [A_m]^{-1} \begin{bmatrix} U_1(0) \\ U_2(0) \\ I_1(0) \\ I_2(0) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

где $[A_m]$ – матрица нормированных амплитуд, записываемая следующим образом

$$[A_m] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & & \\ k_e & k_o & k_e & k_o \\ Y_{1e} & Y_{1o} & -Y_{1e} & -Y_{1o} \\ Y_{2e} & Y_{2o} & -Y_{2e} & -Y_{2o} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Коэффициенты k_e , k_o и проводимости Y_{1e} , Y_{1o} находят по формулам (3)

$$\begin{aligned} k_{e,o} &= (\gamma_{1,2}^2 - \alpha_{11}) / \alpha_{12}; \\ Y_{1e} &= (Y_{11} + k_e Y_{12}) / \gamma_1; \quad Y_{1o} = (Y_{11} + k_o Y_{12}) / \gamma_2; \\ Y_{2e} &= (Y_{12} + k_e Y_{22}) / \gamma_1; \quad Y_{2o} = (Y_{12} + k_o Y_{22}) / \gamma_2. \end{aligned} \quad (3)$$

В (1) $\gamma_{1,2}$ – коэффициенты распространения быстрой и медленной волн, определяемые в результате решения задачи о собственных значениях матрицы \mathbf{a}

$$\gamma_{1,2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\alpha_{11} + \alpha_{22} \pm \sqrt{(\alpha_{11} - \alpha_{22})^2 + 4\alpha_{12}\alpha_{21}} \right), \quad (4)$$

В (4) $\alpha_{i,j}$ – элементы матрицы $\mathbf{a} = \mathbf{Z}\mathbf{Y}$, а \mathbf{Z} и \mathbf{Y} определяются через коэффициенты матриц первичных погонных параметров $L_{i,j}$, $C_{i,j}$, $R_{i,j}$, $G_{i,j}$ [13]

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \begin{bmatrix} (R_{11} + j\omega L_{11}) & (R_{12} + j\omega L_{12}) \\ (R_{12} + j\omega L_{12}) & (R_{22} + j\omega L_{22}) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} (G_{11} + j\omega C_{11}) & (G_{12} + j\omega C_{12}) \\ (G_{12} + j\omega C_{12}) & (G_{22} + j\omega C_{22}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5)$$

Связь между напряжениями и токами в виде столбцовых матриц на входе и выходе блока A , т.е. в сечениях $x=0$ и $x=l$, находится через матрицу передачи \mathbf{a} [11]:

$$\begin{bmatrix} U_1(0) \\ U_2(0) \\ I_1(0) \\ I_2(0) \end{bmatrix} = \mathbf{a} \begin{bmatrix} U_1(l) \\ U_2(l) \\ I_1(l) \\ I_2(l) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\mathbf{a} = \left(\begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 l} & 0 & & \\ 0 & e^{-\gamma_2 l} & & \\ & & e^{\gamma_1 l} & 0 \\ & & 0 & e^{\gamma_2 l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_m \\ A_m \end{bmatrix}^{-1} \right)^{-1}. \quad (7)$$

Схема блоков $B1, B2$ несимметрична, т.к. количество портов на входе и выходе обобщенной схемы разное (рис. 1), что несколько затрудняет рекомпозицию блоков после построения модели автономных блоков. Можно симметризовать схему, чтобы размерность матриц, описывающих блоки $B1, B2$ и связывающих входные и выходные токи и напряжения, совпадала с размерностью матрицы \mathbf{a} (формула (7)). Такое действие приводит к образованию структуры каскадного типа, что упрощает нахождение матрицы передачи обобщенной схемы с дополнительными входным и выходным внешними портами. Обозначим порты симметризованной обобщенной схемы так, как показано на рис. 2. Тогда записываем результирующую матрицу передачи \mathbf{a}_Σ структурной схемы рис. 2 в виде произведения трех матриц $\mathbf{a}_\Sigma = \mathbf{a}_{B1} \times \mathbf{a} \times \mathbf{a}_{B2}$, где $\mathbf{a}_{B1}, \mathbf{a}_{B2}$ – матрицы передачи блоков $B1, B2$ соответственно. В рассматриваемом нами варианте построения неотражающих фильтров блоки $B1, B2$ включают RLC-цепи, поэтому их структуру можно упростить путем перехода к эквивалентной схеме, используя уравнения Кирхгофа.

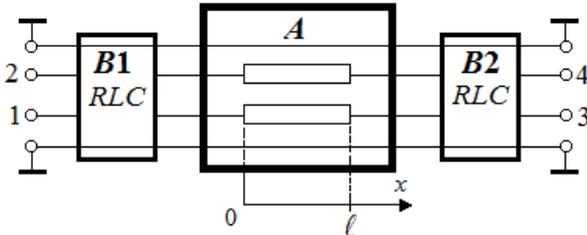


Рис. 2. Симметризация обобщенной схемы

Возврат от искусственно образованной схемы рис. 2 к схеме рис. 1 выполняется заданием граничных условий на портах 2 и 3 в виде равенства нулю токов на них $I_2 = I_3 = 0$. Это позволяет составить систему линейных уравнений для отыскания четырехполюсника, производного от восьмиполюсника [11].

Перейдем теперь к решению задачи построения модели симметризованной обобщенной схемы. Предварительно представим результат преобразования RLC-цепи в блоках $B1, B2$ к эквивалентным импедансам z_2 и z_3 , включенным по схемам рис. 3.

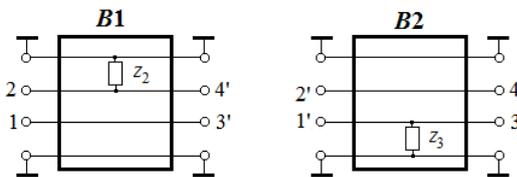


Рис. 3. Структура блоков $B1, B2$ с RLC-цепями, приведенными к эквивалентным импедансам z_2 и z_3

В результате решения системы уравнений Кирхгофа для напряжений и токов на входе и выходе блоков $B1, B2$ получаем матрицы $\mathbf{a}_{B1}, \mathbf{a}_{B2}$ в таком общем виде [11]:

$$\mathbf{a}_{B1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & (z_2)^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}_{B2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ (z_3)^{-1} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Выполнив перемножение матриц $\mathbf{a}_\Sigma = \mathbf{a}_{B1} \times \mathbf{a} \times \mathbf{a}_{B2}$, получаем матрицу передачи \mathbf{a}_Σ рассматриваемой обобщенной симметризованной схемы рис. 2

$$\mathbf{a}_\Sigma = [\mathbf{a}_{\Sigma 1} \quad \mathbf{a}_{\Sigma 2} \quad \mathbf{a}_{\Sigma 3} \quad \mathbf{a}_{\Sigma 4}], \quad (9)$$

в которой подматрицы $\mathbf{a}_{\Sigma 1}, \dots, \mathbf{a}_{\Sigma 4}$ определяются из ниже следующих формул (10).

$$\mathbf{a}_{\Sigma 1} = \begin{bmatrix} a_{11} + a_{13} \cdot g_3 \\ a_{21} + a_{14} \cdot g_3 \\ a_{31} + a_{11} \cdot g_3 \\ a_{32} + (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) \cdot g_3 + a_{21} \cdot g_2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{a}_{\Sigma 2} = \begin{bmatrix} a_{12} \\ a_{22} \\ a_{32} \\ a_{42} + a_{22} \cdot g_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}_{\Sigma 3} = \begin{bmatrix} a_{13} \\ a_{13} \\ a_{11} \\ a_{12} + a_{14} \cdot g_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}_{\Sigma 4} = \begin{bmatrix} a_{14} \\ a_{24} \\ a_{21} \\ a_{22} + a_{24} \cdot g_2 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$g_2 = (z_2)^{-1}, \quad g_3 = (z_3)^{-1}.$$

Завершением анализа схемы рис. 1 является переход от схемы рис. 2 к схеме рис. 1, как уже отмечалось, использованием граничных условий в виде равенства $I_2 = I_4 = 0$ (обозначения по схеме рис. 2). В результате перехода к системе линейных уравнений пониженного порядка и получаем матрицу \mathbf{ap} размером 2×2 , связывающую входное напряжение и ток с выходным напряжением и током. Ее коэффициенты $ap_{k,m}$ ($k, m = 1, 2$) находятся следующим образом

$$\begin{aligned} ap_{11} &= [a_{12} \cdot \varphi - \beta \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}, \\ ap_{12} &= [a_{14} \cdot \varphi - \beta \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}, \\ ap_{21} &= [a_{32} \cdot \varphi - \eta \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}, \\ ap_{22} &= [a_{21} \cdot \varphi - \eta \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\varphi = a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2$, $\beta = a_{11} + a_{12} \cdot g_3$, $\eta = a_{31} + a_{11} \cdot g_3$, $\Delta = a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2$.

Формулы (11) позволяют перейти от классической матрицы передачи \mathbf{ap} к матрице коэффициентов рассеяния \mathbf{S} , чаще всего используемой при проектировании и измерениях [11].

III. ОБРАТНАЯ ЗАДАЧА

Сначала фиксируем решение задачи анализа, что позволяет рассчитывать частотные характеристики устройств

при выбранных тем или иным способом параметрах входящих в схему элементов. Неравенство частотно зависимых эквивалентных адмиттансов нагрузок $g_2 = (z_2)^{-1}$, $g_3 = (z_3)^{-1}$ в блоках $B1, B2$ ведет к неравенству коэффициентов возвратных потерь (коэффициентов отражения) $S_{11} \neq S_{22}$ матрицы \mathbf{S} , что не всегда допустимо и, к тому же, затрудняет проектирование фильтров неотражающего типа. Поэтому рассмотрим частный случай равенства $g_2 = g_3 = g$. После подстановки g в уравнения (11) и раскрытия коэффициентов $\varphi, \beta, \eta, \Delta$ получаем выражение (12) для матрицы передачи \mathbf{ap}

$$\mathbf{ap} = \begin{bmatrix} \frac{p1 \cdot g^2 + p2 \cdot g + p3}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} & \frac{p4 \cdot g^2 + p5 \cdot g + p6}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} \\ \frac{p7 \cdot g^2 + p8 \cdot g + p9}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} & \frac{p10 \cdot g^2 + p11 \cdot g + p12}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где коэффициенты $p1, \dots, p12, q1, q2, q3$ определяются через элементы $a_{i,j}$ ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы \mathbf{a} связанных линий (см. рис. 1):

$$\begin{aligned} q1 &= a_{14}, \quad q2 = a_{21} + a_{12}, \quad q3 = a_{32}, \quad p1 = a_{12} \cdot a_{41} - a_{13} \cdot a_{22} \\ p2 &= a_{12}^2 + a_{21} \cdot a_{12} - a_{11} \cdot a_{22} - a_{13} \cdot a_{42}, \\ p3 &= a_{12} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{42}, \quad p4 = a_{14}^2 - a_{13} \cdot a_{24}, \\ p5 &= a_{12} \cdot a_{14} - a_{11} \cdot a_{24} + a_{21} \cdot a_{14} - a_{13} \cdot a_{22}, \\ p6 &= a_{14} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{22}, \quad p7 = p6, \\ p8 &= a_{12} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{42} + a_{21} \cdot a_{32} - a_{22} \cdot a_{31}, \\ p9 &= a_{32}^2 - a_{31} \cdot a_{42}, \quad p10 = a_{21} \cdot a_{14} - a_{11} \cdot a_{24}, \\ p11 &= a_{21}^2 + a_{12} \cdot a_{21} - a_{11} \cdot a_{22} - a_{31} \cdot a_{24}, \\ p12 &= a_{21} \cdot a_{32} - a_{22} \cdot a_{31}, \quad q1 = a_{14}, \quad q2 = a_{12} + a_{21}, \quad q3 = a_{32}. \end{aligned} \quad (13)$$

Перейдем теперь к решению обратной задачи с такой формулировкой: найти функцию зависимости адмиттанса RLC-цепи $g(f)$, при которой будет обеспечено получение заданного коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ и коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$ на центральной частоте f_0 единственной полосы пропускания и в полосах непропускания.

Коэффициенты $a_{i,j}$ ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы \mathbf{a} блока A распределенной цепи считаем известными, т.к. конструкция связанных линий обычно выбирается исходя из отработанных конструкций связанных линий. Следовательно, в (13) неизвестным является адмиттанс $g(f)$ RLC-цепи. Матрица передачи \mathbf{ap} определяется через матрицу рассеяния \mathbf{S} [11]. В свою очередь, матрица \mathbf{S} может быть задана исходя из требуемых частотных характеристик фильтра. Обозначим эту матрицу как \mathbf{Sd} . Обратный переход от \mathbf{Sd} к классической матрице передачи дает нам \mathbf{ad} . Матрицы \mathbf{Sd} и \mathbf{ad} могут быть определены экспериментально. Тогда формулировка обратной задачи сводится к экстракции параметров RLC-цепи по известным экспериментальным данным. В том и дру-

гом из рассматриваемых вариантов получения \mathbf{ad} , выражение (12) с коэффициентами (13) дает нам систему квадратных уравнений (14) относительно $g(f)$:

$$\left. \begin{aligned} m_1 \cdot g^2 + m_2 \cdot g + m_3 &= 0, \\ m_{14} \cdot g^2 + m_5 \cdot g + m_6 &= 0 \\ m_7 \cdot g^2 + m_8 \cdot g + m_9 &= 0 \\ m_{10} \cdot g^2 + m_{11} \cdot g + m_{12} &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

где $m_1 = ad_{11} \cdot q1 - p1$, $m_2 = ad_{11} \cdot q2 - p2$,

$$\begin{aligned} m_5 &= ad_{11} \cdot q3 - p3, \quad m_4 = ad_{12} \cdot q1 - p4, \\ m_5 &= ad_{12} \cdot q2 - p5, \quad m_6 = ad_{12} \cdot q3 - p6, \\ m_7 &= ad_{21} \cdot q1 - p7, \quad m_8 = ad_{21} \cdot q2 - p8, \\ m_9 &= ad_{21} \cdot q3 - p9, \quad m_{10} = ad_{22} \cdot q1 - p10, \\ m_{11} &= ad_{22} \cdot q2 - p11, \quad m_{12} = ad_{22} \cdot q3 - p12. \end{aligned} \quad (15)$$

Решение системы квадратных уравнений по существу означает решение обратной задачи отыскания частотной зависимости адмиттанса $g(f)$ RLC-цепи по известным коэффициентам матрицы \mathbf{ad} , определяемой через матрицу рассеяния \mathbf{Sd} . При этом, разумеется, должна быть определена матрица \mathbf{a} , что возможно при известных размерах полосковой структуры и свойствах диэлектрика.

Система квадратных уравнений (15) переопределена, т.к. мы фактически рассматриваем устройство с симметричной и взаимной матрицей рассеяния \mathbf{Sd} . Запишем систему (16) из двух уравнений для определения g^2 и g , поскольку g – комплексная переменная:

$$\left. \begin{aligned} \sigma 1 \cdot g^2 + \tau 1 \cdot g &= \mu 1, \\ \sigma 2 \cdot g^2 + \tau 2 \cdot g &= \mu 2. \end{aligned} \right\}, \quad (16)$$

где $\sigma 1 = m_1 + m_4$, $\sigma 2 = m_7 + m_{10}$, $\tau 1 = m_2 + m_5$, $\tau 2 = m_8 + m_{11}$, $\mu 1 = -m_3 - m_6$, $\mu 2 = -m_9 - m_{12}$ рассматриваются как частотно-зависимые коэффициенты, определяемые через m_k из (15). Далее получаем выражение (17) для нахождения g^2 и g

$$\begin{bmatrix} g^2 \\ g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma 1 & \tau 1 \\ \sigma 2 & \tau 2 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \mu 1 \\ \mu 2 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

IV. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Был разработан комплекс программ, основанных на представленных математических моделях для решения прямой и обратной задач. В состав комплекса включены четыре программы.

1) Программа для расчета методом сеток [19] первичных и вторичных параметров связанных полосковых линий с вертикальной вставкой и зазором в заземляемом основании [20]. Данные расчета в виде матрицы емкостей \mathbf{C} , матрицы индуктивностей \mathbf{L} передаются через обменные файлы в следующую программу.

2) Во второй программе решается задача расчета частотных характеристик блока A при меняющейся длине связанных линий l . Расчет ведется в отсутствие частотной зависимости сосредоточенной цепи блоков $B1, B2$ при согласованных нагрузках во всех портах $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = 50$ Ом. В этой программе реализована процедура вычисления длины линий l , при которой на частоте f_0 электрическая длина линий $\varphi = \text{Im}(\gamma_1 l + \gamma_2 l) / 2 = \pi / 2$.

3) В программе проводится расчет (анализ) эквивалентных параметров $g_2 = (z_2)^{-1}$, $g_3 = (z_3)^{-1}$ сосредоточенных RLC-цепей блоков $B1, B2$ и на основе полученной модели рассчитываются частотные характеристики устройства.

4) Решение обратной задачи определения частотной зависимости $g_2(f) = g_3(f) = g(f)$ с использованием формулы (17) в следующей последовательности вычислений. Вначале используются результаты вычисления параметров блока A , затем задается \mathbf{Sd} , определяется \mathbf{ad} и на основании (14) – (17) определяется $g(f)$. Было установлено, что получаемая частотная характеристика $g(f)$ в результате синтеза схемы RLC-цепи должна содержать активное сопротивление R , величина которого равна среднегеометрическому волновых сопротивлений синфазного и противофазного режима возбуждения связанных линий.

В качестве примера спроектированы фильтры неотражающего типа с центральной частотой $f_0 = 1.5$ ГГц, но с разной полосой пропускания Δf . Выполнение программы 1 при исходных размерах и параметрах диэлектриков, приведенных в описании конструкции, дало следующие первичные и вторичные параметры:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 154.3 & -101.2 \\ -101.2 & 154.3 \end{bmatrix} \times 10^{-12}, \text{ Ф/м} - \text{матрица погонных емкостей};$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3.527 & 2.243 \\ 2.243 & 3.527 \end{bmatrix} \times 10^{-7}, \text{ Гн/м} - \text{матрица погонных индуктивностей};$$

$\varepsilon_{efe} = 2.756$ – эффективная диэлектрическая проницаемость синфазной волны;

$\varepsilon_{efo} = 2.952$ – эффективная диэлектрическая проницаемость противофазной волны.

Выполнение программы 2 позволило определить длину отрезка связанных линий $l = 0.028$ м. Обращением к программе 3 решается задача вычисления параметров блоков с сосредоточенными параметрами и частотных характеристик устройства, т.е. провести анализ. И, наконец, посредством программы 4 осуществляются решение обратной задачи по расчету частотной зависимости импеданса сосредоточенной цепи $|z(f)| = |g(f)|^{-1}$, обеспечивающей частотные характеристики неотражающего полосно-пропускающего фильтра на основе связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-цепей. На рис. 4 и 5 показаны зависимости $|z(f)|$,

$|S_{21}(f)|$, $|S_{11}(f)|$ для фильтров с полосами пропускания $\Delta f_1 = 254$ МГц (индекс 1) и $\Delta f_2 = 528$ МГц (индекс 2). Проведенные экспериментальные исследования подтвердили результаты моделирования.

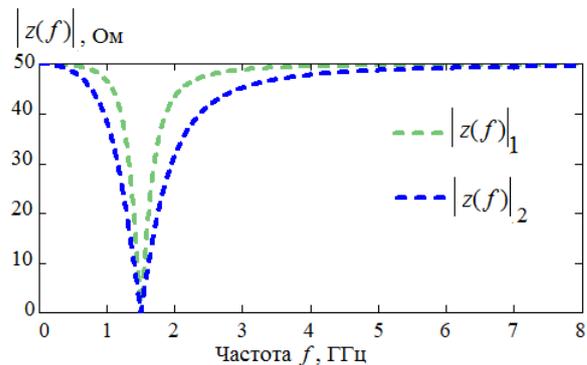


Рис. 3. Частотные зависимости модуля импеданса $|z(f)|$ RLC-цепи из сосредоточенных элементов для построения фильтра неотражающего типа с $f_0 = 1.5$ ГГц с разными полосами пропускания: индекс 1 – $\Delta f_1 = 254$ МГц; индекс 2 – $\Delta f_2 = 528$ МГц

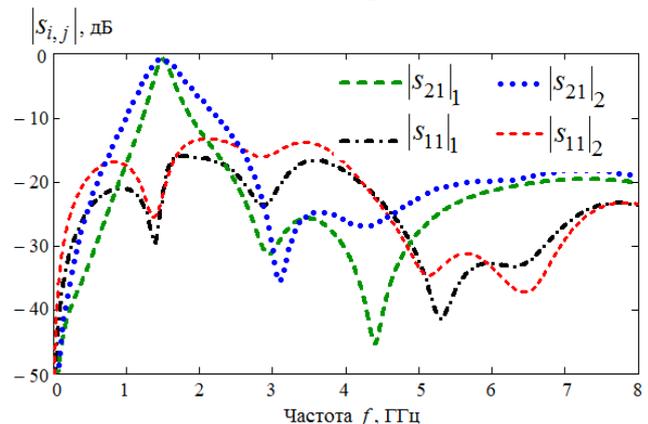


Рис. 4. Частотные характеристики ФНТ с центральной частотой полосы пропускания $f_0 = 1,5$ ГГц и разными полосами пропускания

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, применение метода автономных блоков к математическому моделированию СВЧ-устройств позволило решить задачи анализа и синтеза устройств на основе распределено-сосредоточенных цепей. Это показано на примере полосно-пропускающих фильтров неотражающего типа, которые представляются в процессе моделирования обобщенной схемой. Описанная математическая модель легла в основу реализации алгоритма и программ, позволяющих достичь конечной цели проектирования устройств при детализации рассматриваемых автономных блоков и их взаимодействия. Еще одно важное применение полученных решений – возможность экстракции частотной зависимости импеданса RLC-цепи с неизвестными параметрами входящих в нее элементов в случае, когда матрица \mathbf{S} получается экспериментальным путем.

БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы выражают признательность Малютину Г.А. за помощь в проведении расчетов.

БИБЛИОГРАФИЯ

- [1] Никольский В. В. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. М. : Наука, 1983.
- [2] Дежурко А.М., Малый С.В., Мулярник С.Г., Шевкун И.М. Особенности реализации метода минимальных автономных блоков на видеокартах. В сборнике: Международный конгресс по информатике: информационные системы и технологии. Материалы международного научного конгресса. Белорусский государственный университет, Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси, Научно-технологическая ассоциация "Инфопарк". 2011. С. 94-97.
- [3] Дежурко А.М., Малый С.В., Мулярник С.Г. Параллельные алгоритмы расчета многоканальных матриц рассеяния на основе метода минимальных автономных блоков. В сборнике: Международный конгресс по информатике: информационные системы и технологии. Материалы международного научного конгресса. С. В. Абламейко (гл. редактор). 2016. С. 866-868.
- [4] Малый С.В., Орлова А.С., Будай А.Г., Кныш В.П. Моделирование радиопоглощающих покрытий на основе многоканальных матриц рассеяния. В сборнике: 26-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2016). Материалы конференции. В 13 томах. 2016. С. 2918-2921.
- [5] Орлов Е.Е., Малый С.В. Расчет замкнутых электромагнитных экранов с апертурами методом минимальных автономных блоков. В сборнике: 27-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2017). Материалы конференции : В 9 томах. 2017. С. 799-802.
- [6] Artamonov D.V., Grishko A.K., Litvinov A.N., Kochegarov I.I., Goryachev N.V. Modeling and Dynamic Analysis of the Structure Parameters of Radio-Electronic Modules Based on the Method of Autonomous Blocks. 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), 2018. Conference Paper. DOI: 10.1109/APEDE.2018.8542289.
- [7] Wenhua Shao, Haiyong Luo, Fang Zhao, Hui Tian, Jingyu Huang, and Antonino Crivello. Floor Identification in Large-Scale Environments With Wi-Fi Autonomous Block Models. IEEE Transactions on Industrial Informatics. Vol. 18, Issue 2, February 2022. P. 847 – 858. DOI: 10.1109/TII.2021.3074153.
- [8] Пирс Дж. Почти все о волнах. Изд-во Мир. 1976. 176 с.
- [9] Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. Радио и связь, 1988. 440 с.
- [10] Ковалев И.С. Теория и расчет полосковых волноводов / И.С. Ковалев. – Минск: Наука и техника, 1967. – 233 с.
- [11] Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-изд., перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1971. – 388 с.
- [12] Малютин Н.Д., Сычев А.Н., Семенов Э.В., Лошилов А.Г. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров: моногр. / Н.Д. Малютин [и др.]. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 168 с. ISBN 978-5-86889-593-7.
- [13] Мещанов В. П., Саяпин К. А. Синтез и численное исследование микрополоскового двухэлементного фиксированного фазовращателя. Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2023. Т. 1. С. 156-160.
- [14] Samoylichenko M.A., Gazizov T.R. Parametric and structural optimization of the modal filter on a double-sided printed circuit board. Journal of Physics: Conference Series. 16. Сер. "16th International Conference on Electronic Devices and Control Systems, EDCS 2020" 2021. С. 012006.
- [15] Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711-1718.
- [16] Сычев А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах – Томск : Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.
- [17] Сычев А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 138 с.
- [18] Sychev A.N., Bondar V.A., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I., Rudyi N.Y. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Volume 71, Issue 5, 1 May 2023, Pages 2104-2117. DOI: 10.1109/TMTT.2022.3227310.
- [19] Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. / В. Фуско. – М. : Радио и связь, 1990. – 288 с.
- [20] 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.

Application of the autonomous blocks method to mathematical modeling of microwave devices containing distributed and lumped circuits

A.G. Loschilov, N.D. Malyutin, Trinh T. Than

Annotation—The application of the autonomous block method to the mathematical modeling of devices is considered using the example of non-reflective frequency-selective striplines filters with a generalized circuit containing distributed and lumped RLC circuits. The direct problem and the inverse problem i.e. problems of analysis and synthesis are solved. The starting point of these solutions is the division of the generalized equivalent circuit of the device into autonomous blocks with distributed parameters and blocks with lumped parameters. Based on the connection between the frequency properties of a stripline device and the parameters of autonomous blocks with distributed parameters and blocks with lumped parameters, the inverse problem of finding the frequency characteristics of blocks with lumped parameters necessary to obtain the specified characteristics of the devices as a whole is solved. Numerical simulation results are presented. The proposed approach to modeling devices containing distributed and lumped circuits made it possible to develop an algorithm for the synthesis of a number of devices, in particular, non-reflective bandpass filters.

Keywords—distributed-lumped circuits, autonomous block method, analysis, synthesis, non-reflective filters.

REFERENCES

- [1] Nikolsky V.V. Decomposition approach to problems of electrodynamics. M.: Nauka, 1983.
- [2] Dezhurko A.M., Maly S.V., Mulyarchik S.G., Shevkun I.M. Features of the implementation of the method of minimal autonomous blocks on video cards. In the collection: International Congress on Informatics: Information Systems and Technologies. Materials of the international scientific congress. Belarusian State University, United Institute of Informatics Problems of the National Academy of Sciences of Belarus, Scientific and Technological Association "Infopark". 2011. pp. 94-97.
- [3] Dezhurko A.M., Maly S.V., Mulyarchik S.G. Parallel algorithm for multichannel scattering matrices calculation on the basis of the minimal autonomous blocks method. In the collection: International Congress on Informatics: Information Systems and Technologies. Materials of the international scientific congress. S. V. Ablameiko (editor-in-chief). 2016. pp. 866-868.
- [4] Malyi S.V., Orlova A.S., Budai A.G., Knysh V.P. Modeling of radio-absorbing coatings based on multi-channel scattering matrices. In the collection: 26th International Crimean Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies" (CriMiKo'2016). Conference materials. In 13 volumes. 2016. pp. 2918-2921.
- [5] Orlov E.E., Malyi S.V. Calculation of closed electromagnetic screens with apertures using the method of minimal autonomous blocks. In the collection: 27th International Crimean Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies" (CriMiKo'2017). Conference materials. In 9 volumes. 2017. pp. 799-802.
- [6] Artamonov D.V., Grishko A.K., Litvinov A.N., Kochegarov I.I., Goryachev N.V. Modeling and Dynamic Analysis of the Structure Parameters of Radio-Electronic Modules Based on the Method of Autonomous Blocks. 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), 2018. Conference Paper. DOI: 10.1109/APEDE.2018.8542289.
- [7] Wenhua Shao, Haiyong Luo, Fang Zhao, Hui Tian, Jingyu Huang, and Antonino Crivello. Floor Identification in Large-Scale Environments With Wi-Fi Autonomous Block Models. IEEE Transactions on Industrial Informatics. Vol. 18, Issue 2, February 2022. P. 847 – 858. DOI: 10.1109/THI.2021.3074153.
- [8] Pierce J. Almost all about waves. Publishing house Mir. 1976. 176 p.
- [9] Vainshtein L.A. Electromagnetic waves. Radio and communication, 1988. 440 p.
- [10] Kovalev I.S. Theory and calculation of strip waveguides. Minsk: Science and Technology, 1967. – 233 p.
- [11] Feldshtein A.L. Synthesis of four-terminal and eight-terminal networks at microwave frequencies / A.L. Feldstein, L.R. Yavich. – 2nd ed., revised. and additional – M.: Soviet radio, 1971. – 388 p.
- [12] Malyutin N.D., Sychev A.N., Semenov E.V., Loschilov A.G. Regular and irregular multicoupled strip and wire structures and devices based on them: analysis, synthesis, design, extraction of primary parameters: monograph. / N.D. Malyutin [and others]. – Tomsk: Tomsk. state University of Control Systems and radio electronics, 2012. – 168 p. ISBN 978-5-86889-593-7.
- [13] Meshchanov V.P., Sayapin K.A. Synthesis and numerical study of a microstrip two-element fixed phase shifter. Microwave electronics and microelectronics. 2023. T. 1. P. 156-160.
- [14] Samoylichenko M.A., Gazizov T.R. Parametric and structural optimization of the modal filter on a double-sided printed circuit board. Journal of Physics: Conference Series. 16. Ser. "16th International Conference on Electronic Devices and Control Systems, EDCS 2020" 2021. C. 012006.
- [15] Vorobyov P.A. Quasi-T-waves in devices on coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling / P.A. Vorobyov, N.D. Malyutin, V.N. Fedorov // Radio engineering and electronics. – 1982. – V. 27, No. 9. – P. 1711–1718.
- [16] Sychev A.N. Controlled microwave devices on multimode strip structures - Tomsk: Vol. state univ., 2001. – 318 p.
- [17] Sychev A.N. A combined partial capacitance and conformal mapping method for the analysis of multimode strip structures. Tomsk: Tomsk. state University of Control Systems and radio electronics, 2007. – 138 p.
- [18] Sychev A.N., Bondar V.A., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I., Rudyi N.Y. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Volume 71, Issue 5, 1 May 2023, Pages 2104-2117. DOI: 10.1109/TMTT.2022.3227310.
- [19] Fusco V. Microwave circuits. Analysis and computer-aided design: trans. from English / V. Fusco. – M.: Radio and Communications, 1990. – 288 p.
- [20] Malyutin G.A. Optimization of the algorithm for calculating strip structures using the mesh method. Electronic means and control systems. Materials of reports of the International Scientific and Practical Conference. 2021. No. 1-1. pp. 100-103.