

УДК 621.372.512

DOI: 10.22213/2413-1172-2022-4-63-72

Матричная модель дискретных органов настройки согласующего антенного устройства ДКМВ-диапазона вычислительного типа

А. А. Извольский, кандидат технических наук, 18-й Центральный научно-исследовательский институт Министерства обороны Российской Федерации, Москва

Статья посвящена новому и актуальному в технике декаметровый (ДКМВ) связи направлению – построению быстродействующих согласующих антенных устройств вычислительного типа.

Реализация автоматической работы согласующих устройств требует, как показывает практика, построения адекватных физической реальности моделей силовых контуров с целью обеспечения их управляемости. Так как элементы мощных устройств фактически не являются сосредоточенными, в ДКМВ-диапазоне заметно проявляется распределенный характер их параметров. Настройка согласующих антенных устройств по результатам измерения входного импеданса антенны предполагает формирование точных команд управления элементами, особенно в условиях, когда настройки получаются узкополосными.

Предложен новый подход к описанию трансформирующих свойств дискретных элементов силового контура с помощью теории линейных пассивных четырехполюсников и матриц, обладающий предельной точностью. Представлен способ формирования матричного описания двухпозиционных дискретных элементов силового контура по результатам натурных измерений характеристик смонтированного устройства. Данный подход позволил существенно сократить объем табулированных данных, описывающих функциональные зависимости комплексных коэффициентов волновых матриц передачи и сгладить экспериментальную погрешность.

Рассмотрены сложные случаи, представляющие наибольший интерес для практики, – варианты четырехполюсного каскадного и параллельного включения реактивных элементов в ветвях силового контура.

Современное состояние вычислительной техники позволяет резко увеличить сложность используемых математических моделей. Матричная модель учитывает значительное разнообразие действующих факторов и не требует их подгонять под существующие аналитические методы.

Адекватность в данном моделировании определяется практическими потребностями, возникающими при проектировании силовых контуров согласующих антенных устройств и алгоритмов их настройки. Модель считается адекватной, если погрешности расчета функции отклика по модели не превышают погрешности ее экспериментального определения. Предложенный матричный подход позволил существенно повысить точность моделирования, погрешность при этом не превышает 1 %.

Данный подход позволяет найти несколько вариантов настройки заданного качества и выбрать лучший по какому-либо параметру, сократив при этом продолжительность процесса до 25 раз. Вместе с тем проявился ряд метрологических преимуществ при серийном производстве устройств данного типа.

Ключевые слова: модель, моделирование, матрица, согласование, настройка, четырехполюсник, адекватность.

Введение
Согласующие антенные устройства (САУ) являются неотъемлемой частью всех передающих и приемных радиостанций. В современной технике связи декаметрового диапазона волн (ДКМВ) они имеют особое значение; их роль неуклонно возрастает вследствие развития частотно-адаптивных и помехозащищенных радиолиний, автоматизации установления связи [1–5].

До недавнего времени в литературе по антенным устройствам и технике радиосвязи вопросы построения быстродействующих САУ с измерительно-вычислительными алгоритмами настройки освещались в недостаточной мере. Современное САУ должно обеспечивать согла-

сование в режиме реального времени. Достичь этого можно только путем расчета необходимых параметров согласующих элементов для каждой новой частоты с последующим одновременным подключением их в ВЧ-тракт без процедуры «тонкой» подстройки.

Для осуществления расчетного метода настройки САУ требуется создание высокоточной адекватной физической реальности, математической модели силового контура САУ и измерителя комплексного сопротивления антенны на рабочей частоте [6–9]. Моделирование силового контура является самым узким местом и требует тщательной проработки при проектировании САУ. Немало трудностей создают и средства измерения. Извлечение количественной инфор-

мации о свойствах органов настройки с заданной точностью и достоверностью проблематично, поскольку должно быть выполнено из готового смонтированного устройства.

Согласующий силовой контур образован магазинами дискретных элементов. Каждый элемент такого магазина представляет собой пассивный линейный четырехполюсник, как и сам дискретный орган согласования. Теория четырехполюсников лучшим образом характеризует его трансформирующие свойства на рабочей частоте, и поэтому в дальнейшем преимущественно будем на нее опираться. Схему дискретного силового контура САУ любой сложности можно свести к четырехполюсникам. Каждый дискретный элемент становится четырехполюсником и не подлежит дальнейшему разделению.

При решении задач анализа САУ вычислительного типа известные в настоящее время методы моделирования дискретных органов настройки не обеспечивают в ряде случаев необходимую эффективность. Например, в диссертации Трофимова А. П. (Исследования и разработка методик анализа, синтеза и проектирования автоматизированных антенно-фидерных устройств ДКМВ диапазона : дис. ... канд. техн. наук. Самара, 2009) предложена аддитивная модель для различных схем устройств фидерного тракта, учитывающая нелинейное взаимное влияние квазираспределенных элементов по полю. Однако полученной точности в большинстве случаев оказывается недостаточно. В диссертационной работе Бражникова В. А. (Разработка методики проектирования фидерных устройств ДКМВ-диапазона с учетом квазираспределенного характера элементов : дис. ... канд. техн. наук. Самара, 2011) предложено в моделях силового контура использовать эквивалентные схемы на основе комбинирования сосредоточенных и распределенных элементов. Это позволило повысить точность описания свойств моделируемых индуктивных элементов в более широкой полосе частот вплоть до второго резонанса. Тем не менее из-за неточностей не удалось отказаться от процедуры «тонкой» подстройки. Проведенные исследования по оцениванию ошибки приближения моделей элементов к реальным параметрам показали несостоятельность большинства известных синтезированных эквивалентных схем.

В частности, при анализе трансформирующих свойств дискретных реактивных цепей возникают проблемы, связанные с ограниченными возможностями учета распределенного характера элементов. Значительные трудности возник-

ают и с учетом потерь, особенно в индуктивных элементах. Перспективным направлением в решении указанных задач является создание соответствующих подходов и методов на основе матричного моделирования дискретных согласующих устройств, основанного на результатах натурального эксперимента. Такое моделирование позволяет реализовать эффективные и надежные численные алгоритмы настройки САУ, обеспечивающие высокую точность расчетов, широкий диапазон изменения исходных параметров, возможности применения аппарата дробно-линейных функций комплексного переменного и соответствующих программных продуктов. В результате могут быть реализованы САУ с новыми свойствами: уменьшенные габариты, расширенная полоса частот, повышенная надежность за счет сохранения ресурса коммутационных реле путем исключения процедуры поискового перебора, выбор лучшего варианта настройки с требуемым качеством согласования и наименьшими потерями в силовом контуре.

Повышения точности построения моделей дискретного силового контура можно добиться различными способами, например, сохранением в базе данных огромного количества результатов измерений комплексных коэффициентов матриц, соответствующих полному перебору множества кодовых состояний дискретных органов согласования. Этот путь является весьма трудоемким и ресурсозатратным даже для одной фиксированной рабочей частоты. При распространении его на широкий диапазон частот он становится неприемлемым.

Целью исследования является поиск детерминированной строгой математической моделирующей функции, характеризующей трансформирующие свойства дискретного силового контура САУ как четырехполюсника на любой частоте рабочего диапазона от аргумента – битовой кодовой комбинации, используемой символы нулей и единиц для обозначения позиции дискретных элементов «выключено/включено».

При этом набор табулируемых данных должен быть индивидуальным, исчерпывающим, весьма ограниченного объема и получен по результатам натуральных измерений конкретного изготовленного изделия на дискретном наборе рабочих частот.

Процесс построения модели состоит из ряда самостоятельных этапов, среди которых выделим два – построение формальной модели на основе знаний о моделируемой системе и формирование машинной модели из построенной формальной.

Особое внимание в статье уделено именно первому этапу.

Благодаря развитию техники ДКМВ-диапазона в направлении автоматизации установления связи, выбора оптимальных рабочих частот по результатам трассового зондирования, использования режимов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты физическое моделирование дискретного САУ имеет определенные перспективы и оказывается весьма полезным.

Задачи моделирования

Подробнее поясним задачи моделирования. Требуется для каждого органа силового контура реального устройства или силового контура в целом создать численную модель, включающую исчерпывающий набор аналитических данных, характеризующих трансформирующие свойства органа настройки и динамику их изменения в диапазоне рабочих частот. Разрабатываемые модели должны отражать адекватно наиболее важные качества реального объекта, пренебрегая второстепенными [10, 11].

Свойства четырехполюсника на данной рабочей частоте однозначно определяются матрицей комплексных коэффициентов (Вайсфлех)

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \text{ и сокращенно записываются } S_{ik}.$$

Чтобы определить свойства четырехполюсника, необходимо определить постоянные S_{ik} на данной частоте. На высоких частотах это можно сделать только с помощью измерений. Лучшим образом для такого рода измерений подойдет векторный анализатор цепей [12].

Полная матрица рассеяния S – матрица двухпортовой цепи – содержит четыре S -параметра. В качестве первичных данных анализатор цепей измеряет комплексные интенсивности волновых величин падающей и отраженных волн. Полные измерения двухпортовой цепи разделяются на два парциальных измерения. В каждом парциальном измерении только один из двух портов работает как активный порт. Другой порт рассматривается как пассивный с согласованной нагрузкой. В реальности измерительные порты несколько рассогласованы, поэтому для достижения требуемой точности измерений необходимо проводить процедуру коррекции систематической ошибки [13].

Проведя измерения на дискретном наборе частот путем аппроксимации, можно получить аналитические выражения для коэффициентов S_{ik} как функции частоты и оценить погрешность ее подгонки, поскольку в ходе экспери-

мента возникает неустранимая погрешность, обусловленная неточностью измерений.

Измеряемые величины в показательной форме – это модули и фазы S -параметров. В то же время каждый параметр при представлении в алгебраической форме содержит действительную и мнимую части. Современный векторный анализатор цепей при измерениях сохраняет результаты именно в алгебраической форме, к примеру, $S_{11} = \text{Re}(S_{11}) + j \text{Im}(S_{11})$, поэтому автоматически измеренные данные удобно сохранять и обрабатывать в формате с расширением $S2P$. Эти файлы поддерживаются программными приложениями, доступными для устройств под управлением Linux, Mac OS, Windows Notepad. В сохраняемой таблице будет девять колонок: одна – номинал частоты и по две (действительная и мнимая части) на каждый из четырех S -параметров.

Адекватность модели

Следует уточнить, в каком смысле понимается адекватность результатов моделирования. Она определяется практическими потребностями, возникающими при проектировании силовых контуров и алгоритмов их настройки. Адекватность означает, что требования полноты, точности и правильности (истинности) модели выполнены в той мере, которая достаточна для достижения поставленной цели. Модель следует считать адекватной, если погрешности расчета функции отклика по модели не превышают погрешности ее экспериментального определения. Модель в первую очередь должна адекватно отображать трансформирующие свойства моделируемого элемента во всем диапазоне рабочих частот. Под этими свойствами элементов понимаются его параметры как четырехполюсника. Требования к точности воспроизведения параметров предельно высоки – допустимая относительная погрешность не должна превышать 0,5...1 %.

Важнейшей задачей моделирования является проверка соответствия результатов вычислительного эксперимента поведению реального объекта. Предлагаемая модель является детерминированной, строится по результатам экспериментальных измерений и обладает общим с оригиналом математическим описанием. Поэтому для адекватности модели поведению оригинала достаточно убедиться в выполнении двух свойств – точности и непротиворечивости. Последнее свойство подразумевает идентичный характер изменения действительной и мнимой составляющих S -параметров, т. е. идентичный

вид основных свойств функциональных зависимостей на отдельных частотных участках диапазона: возрастание, убывание, экстремумы, выпуклость и др. В нашей ситуации, когда известны законы, справедливые для изучаемой модели (например, при каскадном соединении результирующая матрица A -параметров сложного четырехполюсника равна произведению A -матриц составляющих четырехполюсников), заключения об адекватности могут быть сделаны по результатам проверки выполнения этих законов в процессе моделирования.

Моделирование

Для решения обозначенной проблемы предлагается новый подход к моделированию силового контура САУ, позволяющий с высокой точностью рассчитывать результирующие трансформирующие свойства дискретной реактивной цепи (ДРЦ). В его основу положена программно-имитационная модель, основанная на матричном описании трансформирующих свойств разрядных элементов как четырехполюсников с последующим их сшиванием с помощью классических матриц $[A]$, $[T]$, $[Z]$ и $[Y]$, используемых при анализе составных четырехполюсников [14–16].

Преимущества дискретных устройств обусловлены во многом тем, что их элементы дос-

таточно просты и надежны. Оперативность перестройки достигается применением дискретных (чаще всего бинарных) наборов элементов согласующей цепи и быстродействующей релейной коммутации. Дискретные элементы являются двухпозиционными, т. е. имеют всего два различных состояния – «выключено» и «включено». Одно из них условно принимается за 0, другое – за 1. Цифры 0 и 1 не дают никакой количественной оценки состояния элемента, они лишь обозначают эти состояния. Очевидно, что при этом дискретный элемент должен характеризоваться двумя четырехполюсниками, связанными с одним из состояний.

Известны два варианта образования ДРЦ – с последовательным и параллельным соединением коммутируемых элементов (см. рис. 1 и 2), описанные, например, в работе Бабкова В. Ю., Муравьева Ю. К. «Основы построения устройств согласования антенн» (1980). Как правило, ДРЦ состоит из n дискретных реактивных элементов (ДРЭ), в качестве которых могут использоваться емкостные элементы (конденсаторы), индуктивные элементы (катушки) или отрезки длинных линий (отрезки коаксиального кабеля). С помощью управляемых переключателей (реле) в ДРЦ предусмотрена возможность формирования совокупности параметров из $P \leq n$ ДРЭ.

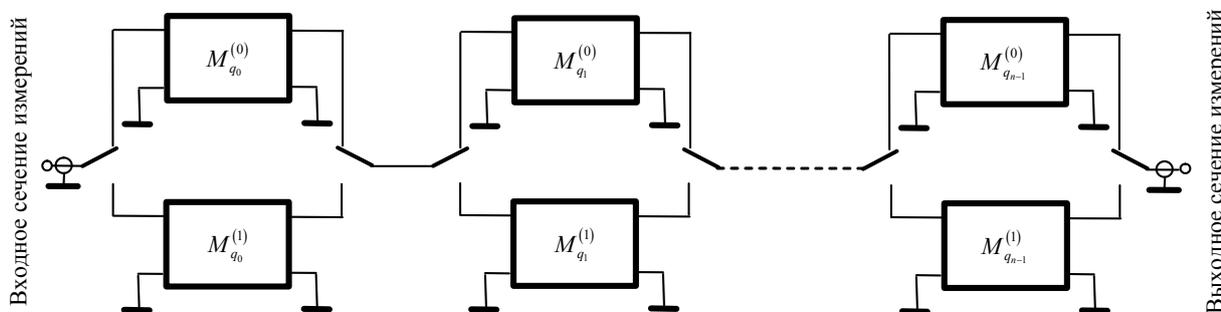


Рис. 1. Схема дискретного реактивного органа согласования, образованного последовательным (каскадным) включением элементов

Fig. 1. Scheme of a discrete reactive matching organ formed by a sequential (cascade) inclusion of elements

Моделирование дискретной цепи с каскадно включенными элементами

В основе построения любой ДРЦ лежит позиционная система счисления, как правило, двоичная. Классическая двоичная система счисления представляет натуральные числа в виде [17, 18]

$$Q = q_{n-1} \times 2^{n-1} + q_{n-2} \times 2^{n-2} + \dots + q_j \times 2^j + \dots + q_1 \times 2^1 + q_0 \times 2^0,$$

где $q_j \in \{0, 1\}$ – двоичная цифра j -го разряда; 2^j – вес j -го разряда.

В решаемой задаче двоичные цифры имеют следующую физическую интерпретацию: $q_j = 0$ – разряд выключен; $q_j = 1$ – разряд включен. Для обозначения состояния отдельных реактивных разрядов предложено использовать битовые комбинации управления $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots, q_j, \dots, q_{n-1}\}$. Например, все раз-

ряды выключены – $\{q_1, q_2, q_3, \dots, q_j, \dots, q_{n-1}\} = \{0, 0, 0, \dots, 0, \dots, 0\}$; $\{q_1, q_2, q_3, \dots, q_j, \dots, q_{n-1}\} = \{0, 0, 0, \dots, 1, \dots, 0\}$ – соответствует одному включенному j -му разряду. В измерительной практике широкое распространение получил способ измерения, носящий название поразрядного уравнивания, или двоичного алгоритма измерения, который сводит измерение к последовательному сравнению измеряемой величины с двоичными весами разрядов $2^{n-1}, 2^{n-2}, \dots, 2^0$, начиная со старшего разряда.

В результате решения задачи моделирования ДРЦ должно быть найдено математическое выражение, при подстановке в которое кодовой комбинации $\{q_1, q_2, q_3, \dots, q_j, \dots, q_{n-1}\}$ будет найдена результирующая матрица A - или T -параметров ДРЦ $A(q_1, q_2, q_3, \dots, q_j, \dots, q_{n-1})$.

Сначала рассмотрим предлагаемый способ описания трансформирующих свойств цепи, схема которой представлена на рисунке 1.

Каждый разряд моделируется двумя четырехполюсниками, снабжен двумя синхронными коммутаторами намеренно, чтобы рассматривался сложный случай, когда матрицы разрядов не наследуют никаких параметров из выключенного состояния во включенное. Расположение разрядов слева направо, начиная от младшего, продиктовано тем, что построение индуктивной цепи осуществляется старшей катушкой к антенне.

Результирующая матрица передачи цепочки из каскадно включенных четырехполюсников определяется путем перемножения волновых T -матриц параметров передачи рассеяния или матриц передачи A -параметров отдельных звеньев (Вайсфлор А. Теория цепей и техника измерений в дециметровом и сантиметровом диапазонах : пер. с нем. / под ред. М. А. Силаева. М. : Советское радио, 1961. 424 с.). В последующем изложении материала вместо T - и A -матриц будем использовать обобщенные M -матрицы.

При моделировании такого органа согласования в целом необходимо рассмотреть все возможные его состояния, то есть все возможные комбинации коммутаторов. При этом понадобится решить 2^n задач анализа дискретного органа согласования для каждой частоты. Данный подход к моделированию весьма трудоемкий, но его можно упростить в случае отсутствия взаимного влияния катушек индуктивности друг

на друга по электромагнитному полю. Для выполнения этого условия следует дополнить конструкцию силового контура экранами либо увеличить расстояния между индуктивными элементами, при которых паразитным взаимным влиянием можно будет пренебречь.

Рассмотрим матричную систему уравнений ДРЦ при всех возможных комбинациях коммутаторов:

$$\left\{ \begin{array}{l} M_0^{(0)} \times M_1^{(0)} \times \dots \times M_j^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} = M_0, \\ M_0^{(1)} \times M_1^{(0)} \times \dots \times M_j^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} = M_1, \\ M_0^{(0)} \times M_1^{(1)} \times \dots \times M_j^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} = M_2, \\ M_0^{(1)} \times M_1^{(1)} \times \dots \times M_j^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} = M_3, \\ \dots \dots \dots \\ M_0^{(0)} \times M_1^{(0)} \times \dots \times M_j^{(1)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} = M_{(2^j)}, \\ \dots \dots \dots \\ M_0^{(0)} \times M_1^{(0)} \times \dots \times M_j^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(1)} = M_{(2^{n-1})}, \\ \dots \dots \dots \\ M_0^{(1)} \times M_1^{(1)} \times \dots \times M_j^{(1)} \times \dots \times M_{n-1}^{(1)} = M_{(2^n)}, \end{array} \right. \quad (1)$$

где n – количество ДРЭ; $M_j^{(0)}$ и $M_j^{(1)}$ – матрицы, характеризующие свойства j -го элемента в выключенном и включенном состояниях соответственно; $M_{(2^j)}$ – результирующая матрица, соответствующая 2^j -й кодовой комбинации разрядов ДРЦ. Обратим внимание, что некурсивными M обозначены матрицы, определяемые в результате измерений.

Найти матрицы $M_j^{(0)}$ и $M_j^{(1)}$ не представляется возможным. Данная система уравнений имеет бесконечное число вариантов решения. Для преодоления этого при решении поставленной задачи будем искать не сами матрицы, характеризующие свойства четырехполюсников во включенном и выключенном состояниях, а отличие результирующих матриц ДРЦ при изменении двоичной цифры в каждом разряде кода. При внимательном анализе системы уравнений (1) обнаруживается следующее свойство, которому подчиняется вся система уравнений: отличие результата каждой строки с одним включенным элементом $M_j^{(1)}$ от результата нулевой строки (без включенных элементов) может быть учтено коэффициентом $K_j^{(1)} = M_0^{-1} \times M_{(2^j)}$, чему соответствует простое рекуррентное правило

$$M_{(2^j)} = M_0 \times K_j^{(1)}. \quad (2)$$

Продemonстрируем процесс сравнения результирующих матриц ДРЦ:

$$\left\{ \begin{array}{l} M_0^{-1} \times M_1 = \left(M_0^{(0)} \times M_1^{(0)} \times M_2^{(0)} \times M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right)^{-1} \times \left(M_0^{(1)} \times M_1^{(0)} \times M_2^{(0)} \times M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right), \\ M_0^{-1} \times M_2 = \left(M_1^{(0)} \times M_2^{(0)} \times M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right)^{-1} \times \left(M_1^{(1)} \times M_2^{(0)} \times M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right), \\ M_0^{-1} \times M_4 = \left(M_2^{(0)} \times M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right)^{-1} \times \left(M_2^{(1)} \times M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right), \\ M_0^{-1} \times M_8 = \left(M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right)^{-1} \times \left(M_3^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right), \\ \dots \\ M_0^{-1} \times M_{2^j} = \left(M_j^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right)^{-1} \times \left(M_j^{(0)} \times \dots \times M_{n-1}^{(0)} \right), \\ \dots \\ M_0^{-1} \times M_{2^{(n-1)}} = \left(M_{n-1}^{(0)} \right)^{-1} \times \left(M_{n-1}^{(1)} \right). \end{array} \right.$$

При этом для любого выключенного разряда коэффициент $K_j^{(0)}$ равен единичной матрице

второго порядка $[E]$, т. е. $K_j^{(0)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$. Обо-

значим $K_j^{(q)} = \begin{cases} [E] & \text{если } q = 0, \\ M_0^{-1} \times M_{(2^j)} & \text{если } q = 1, \end{cases}$ тогда получим следующее:

$$\begin{aligned} M(q_0, q_1, \dots, q_{n-1}) &= \\ &= M_0 \times K_0^{(q_0)} \times K_1^{(q_1)} \times \dots \times K_{n-1}^{(q_{n-1})} = \\ &= M_0 \times \prod_{j=0}^{j=n-1} K_j^{(q_k)}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $q_j \in \{0, 1\}$ – двоичная цифра в каждом разряде кода (цифра 0 соответствует ситуации, когда разряд отключен; цифра 1 – разряд включен); M_0 – результирующая матрица ДРЦ, соответствующая всем отключенным элементам ($q_0 = q_1 = \dots = q_{n-1} = 0$); $M(q_0, q_1, \dots, q_{n-1})$ – матрица, характеризующая свойства ДРЦ при установленной кодовой комбинации $\{q_0, q_1, \dots, q_{n-1}\}$.

Соотношение (3) является основным результатом теории моделирования дискретного органа согласования при четырехполосном включении, с помощью которого в обобщенном виде для любых комбинаций разрядов $\{q_0, q_1, \dots, q_{n-1}\}$ задается результирующая матрица, характеризующая трансформирующие свойства органа настройки.

По крайней мере возможно четыре варианта решения этой задачи – два через 0 и два через 1.

Данные решения могут быть использованы для проверки правильности результатов натурального эксперимента.

Моделирование дискретной цепи с параллельно включенными элементами

Вместе с тем возможен другой вариант дискретной цепи, образованной параллельным соединением коммутируемых элементов. Как правило, в согласующих антенных устройствах подобной цепью является магазин укорачивающих конденсаторов [19–22]. Построение матричной модели такой цепи несколько проще, чем при каскадном включении элементов. Схема дискретного реактивного органа согласования образованного параллельным включением элементов (четырёхполосников) приведена на рисунке 2.

Известно, что при параллельном соединении четырёхполосников наиболее удобно пользоваться параметрами проводимостей, называемыми Y -параметрами. Матричные уравнения передачи четырёхполосника в Y -параметрах записываются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix},$$

токи на входе и выходе четырёхполосника зависят от напряжений. Y -параметры имеют размерность проводимости, могут иметь отрицательные значения. Они не несут в себе никакого физического смысла, поскольку не отражают свойств физических элементов.

При параллельном соединении четырёхполосников, при котором входные и выходные зажимы четырёхполосников соединены параллельно, Y -матрица результирующего четырёхполосника

левой строки (без включенных элементов) может быть учтено коэффициентом

$$[\Delta Y_j] = [Y_{2j}] - [Y_0],$$

где $j = 0, 1, 2, \dots, n-1$.

При этом для любого выключенного разряда коэффициент $K_j^{(0)}$ равен нулевой матрице второго порядка $[0]$, т. е. $K_j^{(0)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Обозначим
$$K_j^{(q)} = \begin{cases} [0] & \text{если } q = 0, \\ [Y_{2j}] - [Y_0] & \text{если } q = 1, \end{cases}$$

тогда получим следующее:

$$Y(q_0, q_1, \dots, q_{n-1}) = Y_0 + K_0^{(q_0)} + K_1^{(q_1)} + \dots + K_{n-1}^{(q_{n-1})} = Y_0 + \sum_{j=0}^{j=n-1} K_j^{(q_j)}. \quad (5)$$

Безусловно, потребуется прибегнуть к пересчету Y -матрицы, полученной из выражения (5), в матрицу A - или T -параметров для расчета совместного действия моделируемой цепи с другими органами согласования. Моделирование цепи, изображенной на рисунке 2, требует разединения ее от других звеньев и проведения обособленных измерений. Для проведения подобного рода инженерных расчетов хорошим инструментом является пакет программа MathCad 15.

Выводы

Разработаны основы матричного подхода высокоточного моделирования силового контура САУ, что позволяет реализовывать измерительно-вычислительные алгоритмы настройки, сохраняя ресурс коммутационных реле и достигая высокого быстродействия.

Матричное моделирование органа согласования САУ существенно сократило число измерений при построении высокоточной модели. Путем аналитического расчета могут быть определены номиналы элементов ДРЦ и сформированы соответствующие команды управления без процедуры поискового перебора, что существенно упрощает и ускоряет процесс согласования антенны до 40...60 мс (продолжительность сокращается в 16...25 раз). Вместе с тем данный подход весьма прост в алгоритмизации. К достоинствам разработанной модели можно отнести ее эвристическую наглядность. Это дает возможность разработчику лучше понимать физические процессы, проходящие в силовом контуре САУ, и тем самым облегчает его разработку.

Предложенный подход имеет ряд метрологических преимуществ при серийном изготовлении. В процессе калибровки параметров модели органов САУ возможен автоматический контроль правильности изготовления катушек индуктивности, оценки их добротности, частотных свойств и др.

Библиографические ссылки

1. Новое направление создания помехоустойчивых радиолиний декаметрового диапазона волн / Ю. Л. Николашин, П. А. Будко, Г. А. Жуков, Л. Н. Угрик // *Техника средств связи*. 2021. № 1 (153). С. 2–26.
2. *Николашин Ю. Л., Будко П. А., Жуков Г. А.* Обеспечение устойчивого доведения команд управления до удаленных исполнительных звеньев // *Техника средств связи*. 2022. № 1 (157). С. 2–24.
3. *Лузан Ю. С., Хмырова Н. П.* Адаптивная радиосвязь в ДКМ-диапазоне частот. Современное состояние и тенденции развития // *Техника радиосвязи*. 2008. Вып. 13. С. 3–24.
4. *Лучин Д. В., Сподобаев М. Ю.* Системы ДКМВ-радиосвязи: разработка, производство и перспективные решения // *Вестник Самарского аэрокосмического университета*. 2014. № 2.
5. *Благовещенский Д. В., Мальцева О. А., Анишин М. М.* Использование КВ-радиосвязи в высоких широтах // *Техника радиосвязи*. 2015. № 4 (27). С. 5–13.
6. Патент RU 181435 U1, класс H03N 1/00. Антенно-согласующее устройство с вычислительным алгоритмом настройки / Калинин А. Л., Забродин И. С., Забродина Т. Е., Смаль А. А., Петрова Л. Н. 2018.
7. Патент RU 2694136 C1, класс H03J 7/02; H03N 7/09. Соглассующее антенное устройство ДКМВ-диапазона для сигналов с псевдослучайной рабочей частоты / Баранов С. И., Драгунов В. А., Альшенецкий В. А., Круглов А. А., Кирьянов А. Д., Куров Д. Б. 2019.
8. Патент RU 2775607 C1, класс H03N 7/38; G01R 27/06; H03J 7/02. Устройство автоматического согласования импеданса антенно-фидерного тракта с комплексной нагрузкой / Орлов А. Б., Иванов С. А. 2022.
9. Broyde Frederic (Fr) (2018) Method of automatic adjustment of a tunable impedance matching circuit, and automatic tuning system using this method: Patent WO 2018/002745 A1; International Patent Classification: H03N 7/40 (2006.01); H04B 1/18 (2006.01); H04B 1/04 (2006.01). 2018.
10. Технология системного моделирования / Е. Ф. Аврамчук, А. А. Вавилов, С. В. Емельянов [и др.]; под общ. ред. акад. С. В. Емельянова. М. : Машиностроение; Берлин : Техник, 1988. 520 с. : ил.
11. *Дворецкий С. И., Муромцев Ю. Л., Погонин В. А.* Моделирование систем. М. : Академия, 2009. 320 с.
12. *Джозель П. Дансмор.* Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методов векторного анализа цепей. М. : Техносфера, 2019. 736 с.
13. *Хибель М.* Основы векторного анализа цепей. Изд. 2-е, испр. и доп. М. : МЭИ, 2019. 500 с. : ил.

14. Вайсфлор А. Теория цепей и техника измерений в дециметровом и сантиметровом диапазонах : пер. с нем. / под ред. М. А. Силаева. М. : Советское радио, 1961. 424 с.

15. Бабков В. Ю., Муравьев Ю. К. Основы построения устройств согласования антенн. М. : ВАС, 1980. 240 с.

16. Чижов А. И. Определение элементов матрицы рассеяния и условия согласования несимметричных сверхвысокочастотных четырехполюсников развития // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, № 5. С. 580–583.

17. Стахов А. П. Введение в алгоритмическую теорию измерения. М. : Советское радио, 1977.

18. Стахов А. П. Алгоритмическая теория измерения. М. : Знание. Серия «Математика и кибернетика». Вып. 6. 1979.

19. Anitha Govind. Antenna Impedance Matching – Simplified. RF & Connectivity Abracon, LLC, 2020, p. 11-15. URL: www.abracon.com

20. Antennas and Accrsories. Catalog 20-2021. Rohde&Schwarz GmbHCo. KG |81671 Munich, Germany, 2020, 212 p.

21. Официальный сайт АО «ОНИИП». URL: <http://www.oniip.ru/produkciz>

22. Сайт LBA Group (en Espanol). URL: <https://www.lbagroup.com>

References

1. Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zhukov G.A., Ugrik L.N. [A new direction in the creation of noise-immune radio links of the decameter wave range]. *Tekhnika sredstv svyazi*, 2021, no. 1 (153), pp. 2-26 (in Russ.).

2. Nikolashin Yu.L., Budko P.A., Zhukov G.A. [Ensuring sustainable delivery of management commands to remote executive units]. *Tekhnika sredstv svyazi*, 2022, no. 1 (157), pp. 2-24 (in Russ.).

3. Luzan Yu.S., Khmyrova N.P. [Adaptive radio communication in the DKM frequency range. Current state and development trends]. *Tekhnika radiosvyazi*, 2008, is. 13, pp 3-24 (in Russ.).

4. Luchin D.V., Spodobaev M.Yu. *Sistemy DKMV-radiosvyazi: razrabotka, proizvodstvo i perspektivnyye resheniya* [DCMW radio communication systems: development, production and advanced solutions]. *Vestnik Samarского aerokosmicheskogo universiteta*, 2014, no. 2 (44) (in Russ.).

5. Blagoveshchenskii D.V., Mal'tseva O.A., Anishin M.M. *Ispol'zovanie KV-radiosvyazi v vysokikh shirotakh* [Use of HF radio communications at high latitudes] *Tekhnika radiosvyazi*, 2015, no. 4 (27), pp. 5-13 (in Russ.).

6. Kalinin A.L., Zabrodin I.S., Zabrodina T.E., Smal' A.A., Petrova L.N. [Antenna-matching device with a computational tuning algorithm]: Patent RU 181435 U1, class H03H 1/00. 2018 (in Russ.).

7. Baranov S.I., Dragunov V.A., Al'shenetskii V.A., Kruglov A.A., Kir'yanov A.D., Kurov D.B. [UHF-range antenna matching device for signals from a pseudo-random operating frequency]: Patent RU 2694136 C1, class H03J 7/02; H03H 7/09. 2019.

8. Orlov A.B., Ivanov S.A. [Device for automatic impedance matching of the antenna-feeder path with a complex load]: Patent RU 2775607 C1, class H03H 7/38; G01R 27/06; H03J 7/02. 2022.

9. Broyde Frederic (Fr). Method of automatic adjustment of a tunable impedance matching circuit, and automatic tuning system using this method // patent WO 2018/002745 A1; International Patent Classification: H03H 7/40 (2006.01); H04B 1/18 (2006.01); H04B 1/04 (2006.01). 2018.

10. Avramchuk E.F., Vavilov A.A., Emel'yanov S.V. *Tekhnologiya sistemnogo modelirovaniya* [Systems modeling technology]. Moscow, Mashinostroenie Publ., Berlin, Tekhnik Publ., 1988. 520 p. (in Russ.).

11. Dvoret'skii S.I., Muromtsev Yu.L., Pogonin V.A. *Modelirovanie system* [Systems Modeling]. Moscow, Akademiya Publ., 2009, 320 p. (in Russ.).

12. Joel P. Dunsmore. *Nastol'naya kniga inzhenera. Izmereniya parametrov SVCh-ustroystv s ispol'zovaniem peredovykh metodik vektornogo analiza tsepei* [Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2019, 736 p. (in Russ.).

13. Khibel' M. *Osnovy vektornogo analiza tsepei* [Fundamentals of vector circuit analysis]. Moscow, MEI Publ., 2019, 500 p. (in Russ.).

14. Vaisflokhs A. *Teoriya tsepei i tekhnika izmerenii v detsimetrovom i santimetrovom diapazonakh* [Circuit theory and measurement technique in decimeter and centimeter ranges]. Moscow, Sovetskoe Radio Publ., 1961, 424 p. (in Russ.).

15. Babkov V.Yu., Murav'ev Yu.K. *Osnovy postroeniya ustroystv soglasovaniya antenn* [Fundamentals of building antenna matching devices]. Moscow, VAS Publ., 1980, 240 p. (in Russ.).

16. Chizhov A.I. *Opredelenie elementov matritsy rasseyaniya i usloviya soglasovaniya nesimmetrichnykh sverkhvysokochastotnykh chetyrekhpol'yusnikov razvitiya* [Determination of the elements of the scattering matrix and the conditions for matching asymmetric microwave quadripoles of development]. *Radiotekhnika i elektronika*, 2008, vol. 53, no. 5, pp. 580-583 (in Russ.).

17. Stakhov A.P. *Vvedenie v algoritmicheskuyu teoriyu izmereniya* [Introduction to Algorithmic Measurement Theory]. Moscow, Sovetskoe Radio Publ., 1977 (in Russ.).

18. Stakhov A.P. *Algoritmicheskaya teoriya izmereniya* [Algorithmic Measurement Theory]. Moscow, Znanie, Seriya Matematika i kibernetika, 1979, is. 6 (in Russ.).

19. Anitha Govind. Antenna Impedance Matching – Simplified. RF & Connectivity Abracon, LLC, 2020, p. 11-15. URL: www.abracon.com

20. Antennas and Accrsories. Catalog 20-2021. Rohde & Schwarz GmbHCo. KG |81671 Munich, Germany, 2020, 212 p.

21. Official site of JSC “ONIIP”. URL: <http://www.oniip.ru/produkciz>

22. LBA Group website (en Espanol). URL: <https://www.lbagroup.com>

The Matrix Model of Discrete Matching Elements for HF Computational Automatic Tuning Units

A.A. Izvolsky, PhD in Engineering, 18 Central Research Institute of the Ministry of Defense of the Russian Federation, Moscow

The article is devoted to a new and relevant direction in the HF communication technology - the construction of high-speed computational antenna tuning units (ATU).

The implementation of automatic ATU requires the designing of power circuits models adequate, as practice shows, the construction of models to physical reality in order to ensure their controllability. Practically powerful device elements are not in fact concentrated, the distributed nature of their parameters is noticeably manifested in the HF range. Matching ATU on the base of antenna input impedance measuring involves forming of accurate control commands for the elements, especially in conditions where the settings are narrow-band.

A new approach to the description of a power circuit discrete elements transforming properties using the theory of linear passive four-pole and matrices, which has the ultimate accuracy, is proposed. A method to form a matrix description of on-off discrete elements of a power circuit based on the results of characteristic field measurements of the mounted device is presented. This approach made it possible to significantly reduce the amount of tabulated data describing the functional dependences of the complex coefficients of wave transmission matrices and to "smooth out" the experimental error.

Complex cases are considered, which are of the greatest interest for practice - options for a four-pole cascade and parallel connection of reactive elements in the branches of the power circuit.

The current state of computer technology makes it possible to sharply increase the complexity of the mathematical models used. The matrix model takes into account a significant variety of operating factors and does not require them to be "customized" to existing analytical methods. The adequacy, in this simulation, is determined by practical needs that arise in the design of power circuits of matching antenna devices and their tuning algorithms.

In fact, the model is considered adequate if the errors in the calculation of the response function according to the model do not exceed the errors in its experimental determination. The proposed matrix approach made it possible to significantly improve the accuracy of modeling, while the error does not exceed 1 %.

Also, this approach allows to find several options for setting a given quality and choose the best one for any parameter, while reducing the duration of the process up to 25 times. At the additional metrological advantages appeared in such devices serial production.

Keywords: model, modeling, matrix, matching, tune, four-pole, adequacy.

Получено 02.11 2022

Образец цитирования

Извольский А. А. Матричная модель дискретных органов настройки согласующего антенного устройства ДКМВ-диапазона вычислительного типа // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2022. Т. 25, № 4. С. 63–72. DOI: 10.22213/2413-1172-2022-4-63-72.

For Citation

Izvolsky A.A. [The Matrix Model of Discrete Matching Elements for HF Computational Automatic Tuning Units]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 63-72 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2022-4-63-72.