

УДК 621.372.512

DOI: 10.22213/2413-1172-2023-1-71-83

Параметрическая идентификация матричной модели согласующего антенного устройства

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

Современные тенденции развития радиосвязи в диапазоне ДКМВ предусматривают улучшение управляемости и увеличение скорости перестройки согласующих антенных устройств (САУ). Необходимость управления процессом настройки с помощью микроконтроллера по результатам измерения входного импеданса антенны в режиме online требует повышения точности моделирования трансформирующих свойств этих устройств и последующих расчетов по выработке команд регулирования дискретными органами согласования. Чем достовернее данные в памяти микроконтроллера будут характеризовать реальные свойства органов согласования устройства, тем лучше будет регулирование ими.

По результатам натурального эксперимента рассмотрены вопросы параметрической идентификации ранее предложенной концептуальной матричной модели дискретного силового контура широкодиапазонного САУ. Ввиду сложности технологического моделирования трансформирующих свойств контуров стоит задача повышения точности его численных результатов для каждого устройства.

При найденном множестве решений для модели с выбранной структурой и значительном количестве неизвестных параметров ее идентификация по экстремуму целевой функции не представляется возможной. Соответственно, проведен анализ априорной идентифицируемости (теоретической, с однозначным определением параметров) на основе качественного исследования структуры модели и схемы «идеального» эксперимента (с детерминированностью всех безошибочно измеряемых величин). Идентифицируемость предложенной модели силового контура подтверждена.

Описаны варианты проведения эксперимента, алгоритм обработки его результатов, а также способы получения их гарантированного качества с помощью векторного анализатора цепей за известное время при заданных затратах. Критерием оценки соответствия модели реальному силовому контуру определена мера количества ее ошибок после измерений комплексных коэффициентов на наборе частот. Обработка результатов по методу наименьших квадратов с интерполяцией для всего частотного диапазона уменьшает погрешности и трудоемкость эксперимента.

Моделирование 9-разрядного индуктивного органа согласования устройства подтвердило корректность и эффективность матричного описания трансформирующих свойств широкодиапазонного САУ и других представленных решений, а также возможность полной автоматизации проведения данного эксперимента.

Ключевые слова: S-параметры, дискретный контур, модель, матричная структура, параметрическая идентификация, планирование эксперимента, идентифицируемость, векторный анализатор цепей.

Единственный способ обнаружения пределов возможного состоит в том, чтобы отважиться сделать шаг в невозможное.

Артур Кларк

Введение
Проблема построения адекватных, эффективных моделей сложных объектов, используемых в дальнейшем для синтеза системы управления, находит свое решение во многих областях техники, в том числе декаметровый (ДКМВ) радиосвязи. Это позволяет изучать и перебирать множество разных техниче-

ских идей и в результате создавать более инновационные продукты. Задача статьи заключается в продвижении передовых методов проектирования ДКМВ дискретных согласующих антенных устройств (САУ) в попытке сделать их доступными инженерам без опыта моделирования.

Одним из конструктивных способов повышения быстродействия настройки дискретных

САУ ДКМВ-диапазона является реализация измерительно-вычислительных алгоритмов, включающих переборные процедуры при согласовании (Бабков В. Ю., Муравьев Ю. К. Основы построения устройств согласования антенн. М. : ВАС, 1980. 240 с.). Технология алгоритма состоит в нахождении наилучшей комбинации разрядов органов согласования вычислительным способом по математической модели, используя результаты одноразового измерения составляющих входного импеданса антенны на рабочей частоте. Эффективность такого подхода подтверждена на ряде реализованных устройств [1–5] с дискретными органами с распределенными параметрами, состоящими из отрезков коаксиальных линий передачи или других компонентов. Широкое внедрение расчетных методов настройки САУ сдерживается отсутствием адекватных физической реальности математических моделей устройств. Особенно актуальна задача повышения точности численного моделирования.

Технологическая идея статьи ясна – внедрить в практику достоверные методики проектирования САУ, основанные на результатах численного моделирования, существенно улучшить его характеристики; всего этого достичь в цифровом виде и, в свою очередь, сократить прямые затраты на изготовление образцов изделий.

В работе автора настоящей статьи «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) предложена концептуальная математическая модель дискретного силового контура согласующего антенного устройства. Модель создавалась в технологических целях как инструмент для прогнозирования поведения реального устройства и для обеспечения возможности правильного управления расчетным путем. Модель справедлива для структурного построения контура САУ любой сложности.

Основное требование при строительстве модели заключалось в использовании ограниченного множества известных параметров об оригинале в целях сокращения объема табулированных данных, хранение которых потребуется в памяти управляющего микроконтроллера.

При построении модели дискретного контура САУ был выбран структурно-эмпирический путь, предполагающий знание внутренней структуры моделируемого устройства, характер связей между ними. Структурная идентичность объекта и модели дает основание для

возможностей минимизации погрешностей как при измерениях, так и при численных решениях. Вместе с тем основу численного моделирования составляют результаты анализа малоразмерного объема данных, полученных в результате измерений.

Построение модели продиктовано необходимостью высокоточного описания трансформирующих свойств дискретного силового контура САУ на любой частоте рабочего диапазона. Все возможные другие аспекты, представляющие САУ, были отброшены. Очевидно, построение образцовых моделей требует инструмента и должно опираться на технологию.

В нашем случае инструмент – измерительный прибор, позволяющий достичь оригинального результата и обеспечивающий сокращение временных и иных затрат на выполнение промежуточных операций. Таким прибором является векторный анализатор цепей (ВАЦ). Наибольший вклад в улучшение метрологических характеристик ВАЦ вносит процедура коррекции погрешностей измерений – калибровка [6–8]. Под технологией будем понимать набор стандартных приемов и методов, позволяющих добиться результата гарантированного качества с помощью указанного инструмента за заранее известное время при заданных незначительных затратах.

Целью исследования является разработка алгоритма параметрической идентификации матричной модели дискретного органа настройки САУ по результатам натуральных измерений.

Постановка задачи

При разработке концептуальной модели дискретного силового контура САУ был применен декомпозиционный метод [9, 10] с использованием априорных сведений о структуре цепи. Этот метод позволил создать математические модели двух вариантов дискретных цепей – с каскадным и параллельным соединением разрядов. Важно заметить, что полученные модели справедливы только для одной рабочей частоты, поскольку матричное описание четырехполюсника характеризует его свойства на фиксированной частоте.

Новизна в постановке задачи состоит в переходе от результатов, полученных для одной рабочей частоты, к диапазону частот, проведении параметрической идентификации матричной модели в диапазоне рабочих частот. Численные результаты моделирования должны быть достоверными и генерироваться индивидуально для каждого конкретного изделия САУ за минимальное время.

Несмотря на достаточно удачные формализованные модели дискретных цепей, позволившие существенно сократить объем сохраняемых (табулированных) данных в управляющем САУ контроллере, следует отметить присущее моделям несовершенство, заключающееся в невозможности определить раздельно коэффициенты матриц четырехполосников, образующих каждый разряд цепи и характеризующих состояния разряда «выключен», «включен».

Параметрическая идентификация модели

Процесс определения параметров математической модели по заданной структуре, обеспечивающий наилучшее совпадение выходных параметров объекта и модели, называется *параметрической идентификацией* [11, 12].

Модель силового контура САУ является статической, поскольку описывает процессы, не изменяющиеся во времени, т. е. поведение объекта в установившемся режиме. Вместе с тем модель относится к числу детерминированных, выходные параметры однозначно определяются структурой объекта и входными кодовыми комбинациями и не зависят от неконтролируемых случайных факторов. Вопрос о допустимости пренебрежения внешней средой обосновывается высокой температурной стабильностью параметров высокочастотных катушек и конденсаторов.

Любая математическая модель представляет собой упрощенное отображение действительности, при этом сложность модели находится в определенном соотношении со сложностью описываемого объекта. Безусловно, дискретный силовой контур широкодиапазонного согласующего устройства является экстремально сложным для моделирования объектов. Матричная модель – нелинейная, многопараметрическая, коэффициенты матриц – комплексные числа. Алгебраические действия с большим количеством матриц, преобразование матриц, нахождение обратной матрицы и другие операции существенно усложняют решение задачи.

Матричная структура модели чересчур сложна, число неизвестных параметров модели оказывается больше, чем число уравнений в системе идентифицируемых уравнений. Поэтому параметрическая идентификация модели, при которой достигается экстремум отдельной целевой функции, невозможна. Это является следствием того, что при создании концептуальной модели было найдено множество решений (моделей) с выбранной параметрической структурой. Такая ситуация свидетельствует о неидентифицируемости модели [13].

Впрочем, различают априорную (теоретическую) и апостериорную (практическую) идентифицируемость. В первом случае под идентифицируемостью подразумевается принципиальная возможность однозначного определения параметров модели. Анализ априорной идентифицируемости был проведен на основе качественного исследования структуры модели и схемы задуманного «идеального» эксперимента. Трактовка «идеальный эксперимент» подразумевает, что все измеряемые величины детерминированы и не содержат ошибок. Исследования подтвердили идентифицируемость предложенной модели. В схеме эксперимента четко оговорено, какими факторами предполагается варьировать, – управляющими воздействиями, формирующими кодовые комбинации разрядов дискретной цепи.

Анализ апостериорной идентифицируемости (совершенно иначе) проводится на основании данных реализованного натурального эксперимента. Эта процедура носит численный характер и сводится к отысканию оценок параметров и их ошибок с оценкой их статистической значимости.

Реализация заявленного плана задач изложена в большинстве работ, посвященных идентификации моделей, как, например, Дилигенская А. Н. Идентификация объектов управления (Самара, 2009. 136 с.).

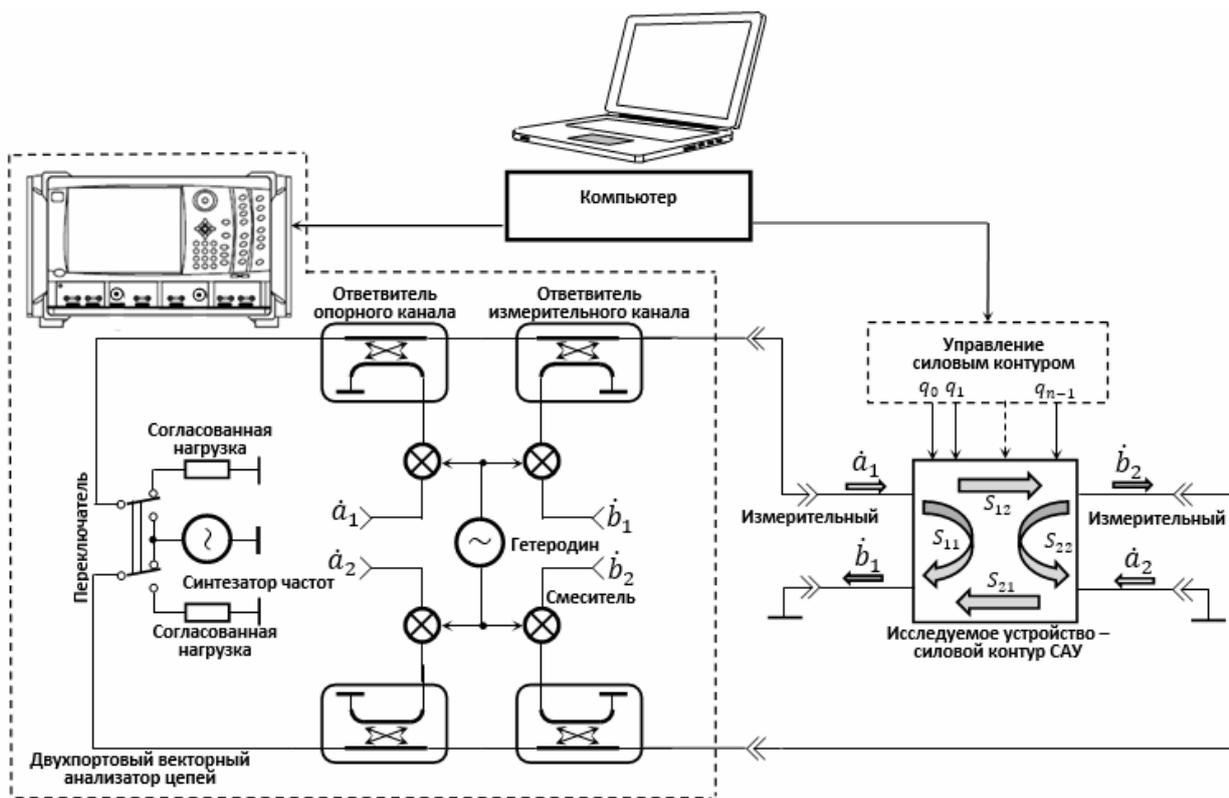
Сбор экспериментальных данных

На этапе сбора экспериментальных данных происходит формирование выборки, включающей достаточное количество наблюдений за управляющими кодовыми комбинациями и выходными матрицами S -параметров исследуемой цепи. Сбор данных предполагается пассивным, когда никаких действий для улучшения свойств выборки не предпринимается и не используются процедуры планирования последовательного эксперимента.

Этот этап непосредственно не относится к идентификации, а предваряет ее. С целью снижения объема излагаемого материала рассмотрим один из наиболее сложных случаев – моделирование цепи с каскадным соединением дискретных элементов. С развитием вычислительной техники и совершенствованием измерительных приборов появилась возможность полной автоматизации подобных натуральных экспериментов.

Описание измерительного комплекса

Блок-схема измерительного комплекса приведена на рисунке.



Блок-схема измерительной установки

Measuring block diagram

Векторный анализатор цепей (ВАЦ) предназначен для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения (S -параметров) линейных однопортовых и двухпортовых устройств, а также различных параметров нелинейных цепей.

Измерительный блок ВАЦ состоит из следующих частей:

- источник зондирующего сигнала;
- переключатель направления зондирования;
- две пары направленных ответвителей;
- два опорных и два измерительных приемника.

Принцип измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения заключается в подаче на исследуемое устройство (ИУ) зондирующего гармонического сигнала заданной частоты, последующего измерения амплитуды и фазы прошедших \dot{a}_1 , \dot{a}_2 и отраженных ИУ сигналов \dot{b}_1 , \dot{b}_2 и сравнения их с амплитудой и фазой зондирующего сигнала.

Переключатель зондирующего сигнала предназначен для изменения направления распространения сигнала. При прямом зондировании сигнал подается на порт 1, проходит ИУ и попадает в порт 2. При обратном зондировании сигнал подается на порт 2. Поочередное переключе-

ние направления зондирования позволяет измерить полную матрицу S -параметров ИУ:

$$\dot{S}_{11} = \left. \frac{\dot{b}_1}{\dot{a}_1} \right|_{\dot{a}_2 = 0}; \quad \dot{S}_{21} = \left. \frac{\dot{b}_2}{\dot{a}_1} \right|_{\dot{a}_2 = 0};$$

$$\dot{S}_{22} = \left. \frac{\dot{b}_2}{\dot{a}_2} \right|_{\dot{a}_1 = 0}; \quad \dot{S}_{12} = \left. \frac{\dot{b}_1}{\dot{a}_2} \right|_{\dot{a}_1 = 0}.$$

Встроенное программное обеспечение современных анализаторов цепей осуществляет координацию всех процедур измерительного процесса. Решаются три главные задачи: 1) управление ходом физического процесса измерения; 2) вычислительная обработка промежуточных данных; 3) формирование выходных данных измерений.

Современные ВАЦ пригодны для применения в составе автоматизированных измерительных комплексов [14, 15]. Большинство из них имеет интерфейсы на основе протоколов: шина GPIB, LAN (локальная сеть), Fire Wire, USB-A, USB-B, RS-232-C. Для целей автоматизации удобно использовать интерфейс LAN, возможен также и прямой доступ к интерфейсу пользователя анализатора цепей. Автоматизация измерений базируется на стандарте SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments – стан-

дарт команд программируемых приборов). Для работы ВАЦ в комплексе с другими измерительными приборами или для управления внешними устройствами имеется система синхронизации, для записи и хранения данных – встроенный жесткий диск.

Применение современного векторного анализатора частот позволяет перейти на более высокий уровень автоматизации измерений, что принципиально ускоряет процесс проведения измерений. Компьютерное управление перестраиваемым генератором, разработанная программа управления разрядами дискретного силового контура заслуженно определили ведущие позиции этих приборов среди других радиоэлектронных средств.

Измерения S -параметров

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 измерений. 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 [16].

Выбор числа частотных точек

Анализаторы цепей выполняют качание последовательно точка за точкой. Это означает, что поведение измеряемой цепи оценивается только в дискретных точках в полосе качания. В случае качания частоты индивидуальные частотные точки измерений $n = 1, 2, 3, \dots$ рассчитываются исходя из начальной частоты f_{start} , конечной частоты f_{stop} и количества точек L :

$$f(n) = f_{start} + (n-1) \frac{f_{stop} - f_{start}}{L-1}.$$

Из практического опыта следует, что для проведения анализа в диапазоне частот 2...30 МГц достаточно выбрать число точек $L = 57$ и проводить измерения с шагом 0,5 МГц. Выбор большего числа частотных точек несущественно повысит точность измерения, но значительно увеличит их продолжительность. Желательно измерения проводить на том же наборе частот, на котором выполнена калибровка ВАЦ.

Полоса пропускания ПЧ тракта (полоса измерений)

Полоса пропускания по промежуточной частоте (ПЧ), также известная как полоса измерений, соответствует полосе пропускания ПЧ фильтра. Этот фильтр обычно выполняется с использованием средств цифровой обработки сигналов. Типовые значения полосы пропускания по ПЧ обычно составляют 10, 100 Гц; 1, 10, 100 кГц; 1 МГц. Узкая полоса пропускания по ПЧ по существу увеличивает динамический диапазон, доступный для измерений. С другой стороны, продолжительность измерения, необходимая фильтру ПЧ для достижения установленного режима, зависит от его полосы пропускания. Выбор слишком большой полосы пропускания по ПЧ может привести к определенной потере детальной информации.

Тип и время свипирования

Анализатор цепей может отображать на своем экране множество различных графиков частотной зависимости. Для достижения этого генератор опорного сигнала должен автоматически изменять частоту колебаний в определенных пределах синхронно с частотой развертки. Периодическое изменение частоты колебаний (как правило, по пилообразному или треугольному закону) называется *свипированием* частоты (от англ. sweep – размах, развертка, качание, непрерывное движение). При *линейном качании частоты* используются точки измерений с равными промежутками по частоте.

Время свипирования – это время, требуемое для обеспечения одиночного цикла свипирования. Нормально анализатор цепей стремится минимизировать время свипирования. В случаях, подобных нашему, необходимо вручную устанавливать более продолжительное время свипирования.

Объем и некоторые особенности измерений

Измерения следует провести при всех комбинациях разрядов дискретного органа согласования $\{q_0, q_1, q_2, \dots, q_{n-1}\}$, их число составит 2^n . При переборе всех комбинаций рекомендуется действовать в соответствии с двоичным кодом Грея [17], в котором любые два соседних кода различаются в одном разряде, с целью минимизации количества переключений. Измерения необходимо выполнить на всех частотах выбранного набора. Результаты этих измерений понадобятся при проверке адекватности модели.

При измерении параметров устройств с малыми потерями даже незначительная зашумленность измерительной трассы может быть

значимой. Снижение шума может быть достигнуто посредством усреднения результатов измерений по нескольким проходам. При узкой полосе частот ВАЦ автоматически переходит в режим шаговой перестройки частоты источника сигнала, поэтому важно выполнять калибровку прибора также в шаговом режиме перестройки частоты.

Уровень мощности источника сигнала прибора должен быть достаточно низким, чтобы измерительный приемник точно не находился в режиме компрессии. Для большинства ВАЦ эта величина находится в пределах от -10 до 0 дБм.

Многие анализаторы цепей могут функционировать в режиме прерывания – *chopping mode*. В этом режиме анализатор цепей выполняет все парциальные измерения в заданной частотной точке, а затем перемещается в следующую частотную точку. Этот режим является наиболее подходящим для решаемой задачи.

Современный векторный анализатор цепей при измерениях сохраняет результаты S -параметров в алгебраической форме, содержащей действительную и мнимую части, к примеру, $S_{11} = \text{Re}(S_{11}) + j \text{Im}(S_{11})$. Поэтому автоматиче-

ски 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.

Рекомендуется применять векторный анализатор цепей высокого метрологического класса точности с динамическим диапазоном измерений 120 дБ и более. При этом важно соблюдать метрологические рекомендации для устройств с низкими потерями [18]. Заметим, что измерения и расчеты проводятся с одинарной точностью – 8-байтное представление комплексных чисел.

Численное моделирование

Согласно концептуальной модели дискретной реактивной цепи возможно построение двух вариантов моделей, каждый из которых требует обработки результатов n экспериментов (где $n - 1$ – количество дискретных разрядов) в соответствии со схемами, приведенными в таблице 1.

Таблица 1. Порядок обработки результатов экспериментов

Table 1. Procedure for processing the results of experiments

| Кодовая комбинация разрядов | Измеряемая матрица | Разрядная матрица |
|---|--|--|
| <i>варианты 1, 2</i> | | |
| $\{q_0 = q_1 = \dots = q_{n-1} = 0\}$ | $S_0 = \begin{bmatrix} S_{11}^{(0)} & S_{12}^{(0)} \\ S_{21}^{(0)} & S_{22}^{(0)} \end{bmatrix}$ | $T_0 = \frac{1}{S_{21}^{(0)}} \begin{bmatrix} (S_{12}^{(0)} S_{21}^{(0)} - S_{11}^{(0)} S_{22}^{(0)}) & S_{11}^{(0)} \\ -S_{22}^{(0)} & 1 \end{bmatrix}$ |
| $\{q_0 = 1; q_1 = q_2 = \dots = q_{n-1} = 0\}$ | S_1 | $K_1^{(q_0=1)} = T_0^{-1} T_1$ |
| $\{q_0 = 0; q_1 = 1; q_2 = \dots = q_{n-1} = 0\}$ | S_2 | $K_2^{(q_1=1)} = T_0^{-1} T_2$ |
| ... | ... | ... |
| $\{q_0 = \dots = q_{j-1} = 0; q_j = 1; q_{j+1} = \dots = q_{n-1} = 0\}$ | S_j | $K_j^{(q_{j-1}=1)} = T_0^{-1} T_j$ |
| ... | ... | ... |
| $\{q_0 = \dots = q_{n-2} = 0; q_{n-1} = 1\}$ | S_{n-1} | $K_n^{(q_{n-1}=1)} = T_0^{-1} T_{n-1}$ |
| <i>варианты 3, 4</i> | | |
| $\{q_0 = q_1 = \dots = q_{n-1} = 1\}$ | S_{2^n-1} | T_{2^n-1} |
| $\{q_0 = 0; q_1 = q_2 = \dots = q_{n-1} = 1\}$ | S_{2^n-2} | $K_{2^n-1}^{(q_{2^n-1}=0)} = T_{2^n-1}^{-1} T_{2^n-2}$ |
| $\{q_0 = 1; q_1 = 0; q_2 = \dots = q_{n-1} = 1\}$ | S_{2^n-3} | $K_{2^n-2}^{(q_{2^n-2}=0)} = T_{2^n-1}^{-1} T_{2^n-3}$ |
| ... | ... | ... |
| $\{q_0 = \dots = q_{j-1} = 1; q_j = 0; q_{j+1} = \dots = q_{n-1} = 1\}$ | $S_{2^n-1-2^j}$ | $K_{2^n-1-2^j}^{(q_{2^n-1-2^j}=0)} = T_{2^n-1}^{-1} T_{2^n-1-2^j}$ |
| ... | ... | ... |
| $\{q_0 = \dots = q_{n-2} = 1; q_{n-1} = 0\}$ | $S_{2^n-1-2^{n-1}}$ | $K_{2^n-1-2^{n-1}}^{(q_{2^n-1-2^{n-1}}=0)} = T_{2^n-1}^{-1} T_{2^n-1-2^{n-1}}$ |

Занимаясь численной идентификацией модели, следует помнить, что она образована произвольными пассивными обратимыми четырехполюсниками. Важнейшим свойством S -матриц таких четырехполюсников является следующее: для взаимных цепей S -матрица симметрична, т. е. $[S]^T = [S]$, где индекс T означает транспонирование, а значит, $S_{12} = S_{21}$.

Первичная обработка результатов эксперимента предполагает выявление так называемых ложных данных и исключение их из дальнейшего рассмотрения.

Далее необходимо выполнить процедуру аппроксимации результатов эксперимента, которая позволит выявить ложные данные в статистической совокупности с большой степенью вероятности и сгладить погрешности [19, 20].

Аппроксимация результатов измерения

Результат любого измерения подвержен неопределенности измерения, характеризуемой ожидаемым статистическим отклонением измеренных значений от их истинного значения. Проведение эксперимента по определению S -параметров результирующих матриц дискретной цепи ограничено числом дискретных значений номиналов частоты f_p . Поэтому предлагается в качестве способа определения промежуточных значений комплексных коэффициентов использовать интерполяцию, что позволит несколько снизить трудоемкость эксперимента за счет снижения размера выборки по частоте ($f_0, f_1, f_2, \dots, f_k$). При измерении современным ВАЦ получаются весьма точные экспериментальные данные. Для получения предельно точных значений функции целесообразно применить аппроксимацию по методу наименьших квадратов (см., например, Коломиец Л. В., Поникарова Н. Ю. Метод наименьших квадратов. Самара: Издательство Самарского университета, 2017. 32 с.), которая позволит сгладить погрешности эксперимента. Единственным недостатком метода является громоздкость вычислений.

Аппроксимирующая функция определяется из условия минимума суммы квадратов отклонений расчетной функции от заданного массива экспериментальных данных. Данный критерий записывается в виде выражения

$$R = \sum_{i=0}^N (y_i - F(f_i))^2 \Rightarrow \min \text{ и обладает рядом}$$

полезных свойств, таких как дифференцируемость, обеспечение единственного решения задачи аппроксимации при полиномиальных

функциях, представляющих собой многочлен степени m :

$$F_m(f) = a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_{m-1} f^{m-1} + a_m f^m = \sum_{i=1}^{i=m+1} a_{i-1} f^{i-1}.$$

Точность оценивается с помощью средней ошибки аппроксимации:

$$\bar{A} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \frac{y_i - \bar{y}_i}{y_i} \right| \cdot 100 \%,$$

где y_i – фактические значения; \bar{y}_i – расчетные значения зависимой переменной.

Пересчет матриц

Общепринято определять S -параметры для величины опорного импеданса $Z_0 = 50$ Ом. Поскольку моделируемая дискретная реактивная цепь представляет собой последовательно (каскадно) соединенные устройства (разряды), то расчет результирующих матриц S -параметров таких многокаскадных цепей можно упростить путем некоторых преобразований в волновые T -матрицы передачи рассеяния или в A -матрицы передачи.

Известны выражения для таких преобразований матриц:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -(S_{11}S_{22} - S_{21}S_{22}) & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & (T_{11}T_{21} - T_{21}T_{12}) \\ 1 & -T_{21} \end{bmatrix}.$$

Следует заметить, что коэффициент S_{21} находится в знаменателе. Это может вызвать трудности в вычислениях при рассмотрении устройств с нулевыми значениями коэффициентов передачи. Для преобразования T -матрицы в S -матрицу коэффициент T_{22} не должен быть равен нулю. T -параметры взаимных четырехполюсников удовлетворяют соотношению $T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = 1$.

Входной импеданс устройства зависит от импеданса, подключенного к выходному порту. Поэтому после процедуры расчета результирующей T_Σ -матрицы $T_\Sigma = \prod_{j=0}^{j=n-1} T_j$ необходимо выполнить переход к результирующей S_Σ -матрице, тогда значение коэффициента отражения $\Gamma_{\text{вх}}$ может быть вычислено непосредственно из S_Σ -параметров и значения импеданса нагрузки

$Z_{\text{н}}$ как $\Gamma_{\text{вх}} = \left(S_{\Sigma 11} + \frac{S_{\Sigma 12} S_{\Sigma 21} \Gamma_{\text{н}}}{1 - S_{\Sigma 22} \Gamma_{\text{н}}} \right)$, где $\Gamma_{\text{н}}$ вычисляется по формуле $\Gamma_{\text{н}} = \frac{Z_{\text{н}} - Z_0}{Z_{\text{н}} + Z_0}$.

Как и T -матрицы, предназначенные для обеспечения расчетов при каскадном соедине-

нии устройств с использованием волновых величин, для описания характеристик через составляющие токов и напряжений может быть использовано аналогичное матричное представление через A -параметры передачи.

Взаимосвязь между A -матрицей и S -матрицей описывается следующим образом:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{2S_{21}} \begin{bmatrix} (1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{21}S_{12} & Z_0[(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{21}S_{12}] \\ \frac{1}{Z_0}[(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{21}S_{12}] & (1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{21}S_{12} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} A_{11} + A_{12}/Z_0 - A_{21}Z_0 - A_{22} & 2(A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}) \\ 2 & -A_{11} + A_{12}/Z_0 - A_{21}Z_0 + A_{22} \end{bmatrix},$$

$$\Delta = A_{11} + A_{12}/Z_0 - A_{21}Z_0 - A_{22}.$$

Расчет «разрядных» матриц

Данный шаг направлен на расчет матриц, характеризующих отличие трансформирующих свойств отдельных разрядов в выключенном

($q=0$) и включенном ($q=1$) состояниях. Формулы для расчета приведены в таблице 2.

Таблица 2. Формулы для расчета разрядных матриц

Table 2. Formulas for calculating bit matrix

| Вариант | Разрядные матрицы | Результирующая матрица |
|---------|--|--|
| 1 | $K_{2^j}^{(q)} = \begin{cases} [E] & \text{если } q=0, \\ M_0^{-1} M_{(2^j)} & \text{если } q=1 \end{cases}$ | $M_{\Sigma} = M_0 \prod_{j=0}^{j=n-1} K_{2^j}^{(q)}$ |
| 2 | $K_{2^j}^{(q)} = \begin{cases} [E] & \text{если } q=0, \\ M_{(2^j)} M_0^{-1} & \text{если } q=1 \end{cases}$ | $M_{\Sigma} = \prod_{j=0}^{j=n-1} K_{2^j}^{(q)} M_0$ |
| 3 | $K_{(2^n-1-2^k)}^{(q)} = \begin{cases} [E] & \text{если } q=1, \\ M_{(2^n-1)}^{-1} M_{(2^n-1-2^k)} & \text{если } q=0 \end{cases}$ | $M_{\Sigma} = M_{(2^n-1)} \prod_{k=0}^{k=n-1} K_{(2^n-1-2^k)}^{(q)}$ |
| 4 | $K_{(2^n-1-2^k)}^{(q)} = \begin{cases} [E] & \text{если } q=1, \\ M_{(2^n-1-2^k)} M_{(2^n-1)}^{-1} & \text{если } q=0 \end{cases}$ | $M_{\Sigma} = \prod_{k=0}^{k=n-1} K_{(2^n-1-2^k)}^{(q)} M_{(2^n-1)}$ |

Напомним формулу для нахождения обратной матрицы второго порядка:

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{ad-bc} \begin{bmatrix} d & -b \\ -c & a \end{bmatrix}.$$

Определитель A -матрицы (детерминант) в силу принципа взаимности четырехполюсников всегда равен единице, поэтому нахождение обратной A -матрицы требует лишь перестановки коэффициентов и замены знаков. Впрочем, в случае использования волновых T -матриц вычисление им обратных не вызовет трудностей.

Расчеты матричных коэффициентов необходимо выполнить для всех разрядов в диапазоне

рабочих частот с частотным шагом, как при измерениях S -параметров.

Аппроксимация коэффициентов «разрядных» матриц

Последний шаг алгоритма идентификации модели предполагает аппроксимацию всех действительных и мнимых частей коэффициентов матриц $K_{2^j}^{(q)}$ (или $K_{(2^n-1-2^k)}^{(q)}$) полиномами того же порядка, который использовался при обработке результатов измерения. Требуемая точность достигается при степени полинома $m = 8...10$ и количестве частотных точек порядка $50...100$.

Выбор оценки степени соответствия испытываемой модели опытным данным

Определим критерий оценки соответствия построенной модели реальному силовому контуру, т. е. функцию потерь, меру количества ошибок, которые представлена в статье модель делает на наборе измеренных данных. Хотя есть разные функции потерь, все они, как правило, вычисляют разницу между предсказанными значениями и экспериментальными. В нашем случае дело обстоит значительно сложнее.

Близость полученной модели реальному исследуемому контуру достаточно относительна, так как трансформирующие свойства объекта и модели характеризуются не одним параметром, а матрицами, содержащими по четыре комплексных коэффициента, и потому понятие адекватности может быть сформулировано разными способами. В случае, описывающем данную модель, непосредственно оценить близость (похожесть) матриц объекта и модели сложно или зачастую невозможно; наиболее часто оценивается близость выходных величин объекта и модели или математического ожидания ошибок оценок параметров. Для этого вводится понятие функции потерь, или риска, в дальнейшем подлежащей минимизации. Далее для выбора наилучшей модели из определенного класса на основании этой функции потерь формируется некоторый критерий, и в дальнейшем задача идентификации становится задачей оптимизации в соответствии с выбранным критерием.

В качестве такого критерия предлагается принять некоторый функционал – различие в уровне согласования по входу двух четырехполосников (модельного и натурального), нагруженных по выходу на одинаковую нагрузку, при которой качество согласования натурального четырехполосника предельно высокое – модуль коэффициента отражения равен нулю. Величина модуля коэффициента отражения модельного четырехполосника будет характеризовать «похожесть» измеренной и расчетной матриц.

На основе такого простого представления сущности согласования сопротивлений может быть сформирована средняя величина ошибки (расхождения) приближенного равенства модели и объекта – функция потерь (loss function).

Поясним это на примере. Предположим, что в результате натурального эксперимента на рабочей частоте определены S -параметры при значении опорного импеданса $Z_0 = W$ одного из дискретных состояний силового контура САУ

$$S^{\ominus} = \begin{bmatrix} S_{11}^{\ominus} & S_{12}^{\ominus} \\ S_{21}^{\ominus} & S_{22}^{\ominus} \end{bmatrix} \text{ и рассчитанного по модели} \\ S^P = \begin{bmatrix} S_{11}^P & S_{12}^P \\ S_{21}^P & S_{22}^P \end{bmatrix}.$$

Определим коэффициент отражения нагрузки, подключенной к выходным зажимам реального устройства, при которой входной импеданс окажется равным опорному $\Gamma_1^{\ominus} = 0$:

$$\Gamma_{\text{н}} = \frac{S_{11}^{\ominus}}{S_{11}^{\ominus}S_{22}^{\ominus} - S_{12}^{\ominus}S_{21}^{\ominus}}.$$

Значение коэффициента отражения Γ_1^P на входе модели при подключении к ее выходным зажимам нагрузки $\Gamma_{\text{н}}$ может быть непосредственно вычислено по формуле

$$\Gamma_1^P = S_{11}^P + \frac{S_{12}^P S_{21}^P \Gamma_{\text{н}}}{1 - S_{22}^P \Gamma_{\text{н}}}.$$

Модуль $|\Gamma_1^P|$ является мерой «похожести» реального устройства и модели.

Предлагается использовать следующую формулу функции потерь:

$$F_{\text{потерь}} = \frac{\sum_{k=1}^{k=M} |\Gamma_k^P|}{M},$$

где $M = L \cdot 2^N$, где L – число частотных точек эксперимента, N – число дискретных разрядов контура. Причем модель предлагается считать адекватной в случае, если $F_{\text{потерь}} \leq 5 \cdot 10^{-3}$ и $|\Gamma_{k \max}^P| \leq 1 \cdot 10^{-2}$.

Таким образом, степень адекватности модели и контура САУ будет оцениваться при подаче одинаковых входных воздействий на объект и его модель путем сравнения трансформирующих свойств их матриц попарно на множестве фиксированных частот при полном переборе всех кодовых комбинаций управления дискретными элементами контура и модели. Это сравнение предпочтительно производить на основе новой информации, отличной от данных, которые использовались в процессе идентификации модели.

Сравнение матричной модели дискретного САУ с известными

Вопросы моделирования дискретных САУ требуют большой внимательности к деталям, скрупулезности и даже некоторой педантичности. Среди многочисленных работ на эту тему

выделим наиболее удачные: Трофимов А. П. Исследования и разработка методик анализа, синтеза и проектирования автоматизированных антенно-фидерных устройств ДКМВ диапазона (дис. ... канд. техн. наук. Самара, 2009); Бражников В. А. Разработка методики проектирования фидерных устройств ДКМВ диапазона с учетом квазираспределенного характера элементов (дис. ... канд. техн. наук. Самара, 2011). В этих работах впервые показано, что силовые контуры САУ необходимо рассматривать как устройства с распределенными параметрами.

В диссертационной работе А. П. Трофимова предложена аддитивная модель контура САУ, основанная на предположении, что взаимное влияние элементов имеет аддитивный характер. Ее суть заключается в том, что перестройка одного органа согласования при фиксированном положении других приводит к аддитивным добавкам к номиналам всех элементов эквивалентной схемы. Однако в данной модели взаимодействие элементов по электромагнитному полю не учитывается, а под взаимным влиянием автором понимается влияние элементов друг на друга из-за их распределенного характера. Параметрическая идентификация аддитивной модели весьма трудоемка и требует проведения значительного числа измерений и решения сложной системы уравнений.

В работе В. А. Бражникова выполнено уточнение аддитивной модели САУ, учитывающее взаимодействие элементов САУ по электромагнитному полю. Такое взаимодействие носит нелинейный характер, и соответствующая функциональная добавка в систему уравнений для цепи, рассматриваемой в качестве эквивалентной схемы контура, должна быть тоже нелинейной. Автором предложено определять дополнительные функции экспериментальным путем, затем табулировать и сохранять в памяти ЭВМ заранее. Эта процедура столь сложна, что для преодоления взаимного влияния автор в итоге рекомендует экранировать индуктивные элементы друг от друга.

Обе модели не обладают требуемой для практики точностью, их параметрическая идентификация затруднена, а алгоритмы настройки САУ, опирающиеся на данные модели, остаются двухэтапными. На первом этапе осуществляется основная настройка, на втором – тонкая подстройка на основе параметрической оптимизации. Необходимость в тонкой подстройке обусловлена погрешностями моделирования. Использование только параметрической оптимизации невозможно по причине плохих на-

чальных условий для оптимизационной процедуры поиска глобального экстремума целевой функции. Выполнение первого этапа хотя и не позволяет найти точное решение, но обеспечивает хорошее начальное приближение для последующего поиска.

Матричное моделирование осуществляется просто, модель учитывает значительное разнообразие действующих факторов, и не требуется их подгонять под существующие аналитические методы. Процесс идентификации может быть полностью автоматизирован.

Справедливости ради следует заметить, что матричная модель не допускает взаимодействия индуктивных элементов по электромагнитному полю, и в случае воздушных катушек или катушек с керамическими сердечниками модель может быть построена только на принципах полного перебора всех комбинаций дискретной цепи, что приведет к существенному увеличению объема сохраняемых данных о модели.

Реализация результатов исследования

С целью проверки теоретических положений по построению модели дискретного органа настройки САУ был изготовлен макет индуктивной цепи. Он состоит из девяти разрядов и предназначен для работы в диапазоне 2...30 МГц при уровне подводимой мощности порядка 150...200 Вт.

Два младших разряда номиналами 50 и 100 нГ образованы воздушными катушками, остальные – намотаны на сердечниках из карбонильного железа фирмы Amidon. Старший разряд имеет индуктивность 14,5 мкГ. Коммутаторами служат высокочастотные поляризованные реле.

Разработана программа параметрической идентификации в среде MathCad-15, которая формирует математическое описание в виде набора чисел – коэффициентов аппроксимирующих полиномов 8-го порядка. К примеру, для девятиразрядного устройства набор включает 720 коэффициентов.

Сопутствующий положительный момент от предложенного моделирования состоит в удобстве измерения входного сопротивления антенны. Измеритель импеданса может быть подключен ко входу силового контура; он измеряет на рабочей частоте входной импеданс контура САУ, нагруженного на антенну. Поскольку коэффициенты матрицы контура САУ на рабочей частоте известны, то легко рассчитывается входной импеданс антенны. Это позволяет обойтись без дополнительного высоковольтного коммутатора на выходе контура САУ, что конструктивно крайне значимо.

Важно отметить еще одну сильную сторону моделирования. Индуктивные элементы за счет наличия паразитных емкостей обмоток имеют частотные ограничения по применению. На частотах выше частоты собственного резонанса они применены быть не могут, поскольку превращаются в емкость. Модель без проблем фиксирует отмеченные ограничения.

Вместе с тем моделирование позволяет рассчитывать зоны согласуемых нагрузок. Это весьма востребовано при проектировании контуров САУ.

Выводы

Преимущества матричного моделирования сложных дискретно перестраиваемых силовых контуров согласующих антенных устройств со структурами, образованными каскадным и параллельным соединением четырехполосников, обуславливают его предпочтительность при анализе трансформирующих свойств и выработке стратегии управления контуром при наличии достоверной информации о входном импедансе антенны.

Структурная идентичность объекта и модели дает основание для возможностей минимизации погрешностей как при измерениях, так и при численных решениях.

Численные результаты моделирования должны быть точными и генерироваться индивидуально для каждого конкретного изделия САУ.

Полное и точное извлечение требуемой для моделирования информации может быть достигнуто при использовании современных приборов векторного анализа цепей.

Благодаря достигнутой в работе высокой степени совпадения результатов определения параметров матричной модели и характеристик реального индуктивного органа согласования открываются перспективы широкого применения методов матричного моделирования дискретных силовых контуров САУ.

Библиографические ссылки

1. Патент RU 114244 U1, класс H03H 1/00. Антенно-согласующее устройство / А. А. Смаль, А. Л. Калинин. 2014.
2. Патент RU 181435 U1, класс H03H 1/00. Антенно-согласующее устройство с вычислительным алгоритмом настройки / А. Л. Калинин, И. С. Забродин, Т. Е. Забродина, А. А. Смаль, Л. Н. Петрова. 2018.
3. Патент RU 142638 U1, класс H03H 1/00. Антенно-согласующее устройство с повышенным быстродействием / Бутова А. А., Калинин А. Л., Леппа В. Р. 2014.

4. Патент RU 65701 U1, класс H04B 1/04. Устройство согласования радиопередатчика с антенной / В. Н. Елисеев, Ю. Г. Передин, В. Л. Муравченко, Н. В. Хотулева. 2007.

5. Патент RU 148205 U1, класс H03H 1/00. Антенно-согласующее устройство с измерительно-вычислительным методом настройки / Калинин А. Л., Смаль А. А. 2014.

6. Харитонов Е. Ю., Вышков В. А. Метод калибровки однопортового векторного анализатора цепей и определения параметров калибровочных мер на основе анализа откликов во временной области // Вестник метролога. 2020. № 4. С. 9–16.

7. Саввин А. А., Губа В. Г., Ладур А. А. Анализ точности измерений параметров электронных компонентов печатных плат // 27-я Международная конференция «СВЧ-техника и коммуникационные технологии» (Севастополь, КрыМиКо-2017) : в 9 т. 2017. Т. 5. С. 1274–1280.

8. Didenko D.M. Vector Network Analyzer. Languages in professional communication, 2021, pp. 407–414.

9. Никольский В. В., Никольская Е. И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. М. : Наука, 1983. 304 с.

10. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. 2-е издание. М. : Связь, 1971. 388 с.

11. Эйхофф П. Основы идентификации систем управления. Оценка параметров и состояния. М. : Мир, 1975. 681 с.

12. Яковис Л. М. Адаптивная идентификация объектов управления в системах с типовыми регуляторами // Материалы конференции «Информационные технологии в управлении» (Санкт-Петербург, ЦНИИ «Электроприбор», 2020 г.). С. 246–249.

13. Авдеенко Т. В. Проблемы параметрической идентификации в математическом моделировании процессов // Вестник Московского университета С. Ю. Витте. Новые технологии. 2019. № 1 (4). С. 115–124.

14. Широкополосная радиолокационная установка на базе векторного анализатора цепей / С. И. Моряков, С. М. Нестеров, П. Н. Скоков, И. А. Скородумов // Труды военно-космической академии имени А. Ф. Можайского. 2019. № 670. С. 164–168.

15. Жохов К. С., Димаки А. В., Синогин М. В. Аппаратно-программный комплекс для автоматизированного измерения параметров усилителей мощности // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2022. Т. 1. С. 15–20.

16. Хибель М. Основы векторного анализа цепей. Изд. 2-е, испр. и доп. М. : Изд. дом МЭИ, 2019. 500 с. : ил.

17. Patent USA № 2632058. Pulse code communication. Frank Gray. New York, USA Bell Telephone Laboratories, Incorporated. 1953-03-17.

18. Джозель П. Дансмор. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей : пер. с англ. М. : Техносфера, 2019. 736 с. (Мир радиоэлектроники).

19. Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок: пер. с англ. 1985. 272 с.

20. Зайдель А. Н. Погрешности измерений физических величин. Л.: Наука, 1985. 112 с.

References

1. Smal' A.A., Kalinin A.L. (2014) Patent RU 114244 U1, klass H03H 1/00. *Antenno-soglasuyushchee ustroystvo* [Antenna-matching device] (in Russ.).

2. Kalinin A.L., Zabrodin I.S., Zabrodina T.E., Smal' A.A., Petrova L.N. (2018) Patent RU 181435 U1, klass H03H 1/00. *Antenno-soglasuyushchee ustroystvo s vychislitel'ym algoritmom nastroiiki* [Antenna-matching device with a computational tuning algorithm].

3. Burova A.A., Kalinin A.L., Leppa V.R. (2014) Patent RU 142638 U1, klass H03H 1/00. *Antenno-soglasuyushchee ustroystvo s povyshennym bystrodeistviem* [Antenna-matching device with increased speed] (in Russ.).

4. Eliseev V.N., Peredin Yu.G., Muravchenko V.L., Khotuleva N.V. (2007) Patent RU 65701 U1, klass H04B 1/04. *Ustroystvo soglasovaniya radiopredatchika s antennoi* [Radio transmitter-antenna matching device] (in Russ.).

5. Kalinin A.L., Smal' A.A. (2014) Patent RU 148205 U1, klass H03H 1/00. *Antenno-soglasuyushchee ustroystvo s izmeritel'no-vychislitel'nym metodom nastroiiki* [Antenna-matching device with a measuring-computing tuning method] (in Russ.).

6. Kharitonov E.Yu., Vyshlov V.A. *Metod kalibrovki odnoportovogo vektornogo analizatora tsepei i opredeleniya parametrov kalibrovochnykh mer na osnove analiza otklikov vo vremennoi oblasti* [A method for calibrating a single-port vector network analyzer and determining the parameters of calibration standards based on the analysis of responses in the time domain]. *Vestnik metrologa*, 2020, no. 4, pp. 9-16 (in Russ.).

7. Savvin A.A., Guba V.G., Ladur A.A. *Analiz tochnosti izmerenii parametrov elektronnykh komponentov pechatnykh plat* [Analysis of the measurement accuracy of the parameters of electronic components of printed circuit boards]. *27-ya Mezhdunarodnaya konferentsiya «SVCh-tehnika i kommunikatsionnye tekhnologii» (Sevastopol', KryMiKo-2017)* [Proc. 27th Mezhdunarodnaya konferentsiya "SVCh tekhnika i kommunikatsionnye tekhnologii" (KryMiKo-2017)], 2017, vol. 7, pp. 1274-1280 (in Russ.).

8. Didenko D.M. *Vector Network Analyzer. Languages in professional communication*, 2021, pp. 407-414.

9. Nikol'skii V.V., Nikol'skaya E.I. *Dekompozitsionnyi podkhod k zadacham elektrodinamiki* [Decomposi-

tion approach to problems of electrodynamics]. Moscow, Nauka Publ., 1983, 304 p. (in Russ.).

10. Fel'dshtein A.L., Yavich L.R. *Sintez chetyrekhpolusnikov i vos'mi-polusnikov na SVCh* [Synthesis of quadripoles and eight-poles at microwave]. Moscow, Svyaz' Publ., 1971, 388 p. (in Russ.).

11. Eikkhoff P. *Osnovy identifikatsii sistem upravleniya. Otsenivanie parametrov i sostoyaniya* [Fundamentals of identification of control systems. Parameter and state estimation]. Moscow, Mir Publ., 1975, 681 p. (in Russ.).

12. Yakovis L.M. *Adaptivnaya identifikatsiya ob'ektov upravleniya v sistemakh s tipovymi regulyatorami* [Adaptive identification of control objects in systems with standard controllers]. *Materialy konferentsii "Informatsionnye tekhnologii v upravlenii" (Sankt-Peterburg, CNII "Jelektropribor", 2020 g.)* [Proc. of the conference "Information technologies in management" (St. Petersburg, Central Research Institute "Elektropribor", 2020), pp. 246-249 (in Russ.).

13. Avdeenko T.V. [Problems of parametric identification in mathematical modeling of processes]. *Vestnik Moskovskogo universiteta S.Yu. Vitte. Novye tekhnologii*, 2019, no. 1 (4), pp. 115-124 (in Russ.).

14. Moryakov S.I., Nesterov S.M., Skokov P.N., Skorodumov I.A. [Broadband radar installation based on a vector network analyzer]. *Trudy voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo*, 2019, no. 670, pp. 164-168 (in Russ.).

15. Zhokhov K.S., Dimaki A.V., Sinogin M.V. [Hardware-software complex for automated measurement of parameters of power amplifiers]. *Elektronika i mikroelektronika SVCh*, 2022, vol. 1, pp. 15-20 (in Russ.).

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

17. Frank Gray. Patent USA № 2632058. Pulse code communication. New York: USA Bell Telephone Laboratories, Incorporated, 1953-03-17.

18. Dzhoel' P. Dansmor. *Nastol'naya kniga inzhenera. Izmereniya parametrov SVCh-ustroystv s ispol'zovaniem peredovykh metodik vektornogo analiza tsepei* [Handbook of an engineer. Microwave measurements using advanced vector network analysis techniques]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2019, 736 p. (in Russ.).

19. Teilor Dzh. *Vvedenie v teoriyu oshibok* [Introduction to error theory], 1985, 272 p. (in Russ.).

20. Zaidel' A.N. *Pogreshnosti izmerenii fizicheskikh velichin* [Measurement errors of physical quantities], Leningrad, Nauka Publ., 1985, 112 p. (in Russ.).

Matrix Model Parametric Identification of Antenna Tuning Units

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

HF radiocommunication modern development trends provide for improved handling and increased speed of antenna tuning units (ATU) functioning. The need to control the tuning process using a microcontroller based on the measurement results of antenna input impedance in the "on-line" mode requires an increase in the accuracy of mod-

eling the transformative properties of these devices and subsequent calculations for the development of control commands by discrete tuning bodies. The more reliable the data in the memory of the microcontroller will characterize the real properties of the device's tuning bodies, the better their regulation will be.

Based on the results of a full-scale experiment, the issues of parametric identification of the previously proposed conceptual matrix model of discrete power circuit are considered. Due to the complexity of technological modeling of circuits transformative properties, the task is to increase the accuracy of its numerical results for each device.

With the found set of solutions for the model with the selected structure and a significant number of unknown parameters, its identification by the objective function extremum is not possible. Accordingly, the analysis of a priori identifiability (theoretical, with unambiguous definition of parameters) is carried out on the basis of a qualitative study of the structure of the model and the scheme of the "ideal" experiment (with determinism of all unmistakably measured values). The identifiability of the proposed power circuit model has been confirmed.

The variants of the experiment, the algorithm for processing its results, as well as ways to obtain their guaranteed quality with the help of a vector circuits analyzer for a certain time at a given cost are described. The criterion for assessing the conformity of the model to a real power circuit is a measure of the number of its errors after measuring complex coefficients on a set of frequencies. Processing the results using the least squares method with interpolation for the entire frequency band reduces the errors and complexity of the experiment.

Modeling of a 9-bit matching inductive body confirmed the correctness and effectiveness of the matrix description of the transforming properties of the wide band ATU and other solutions presented, as well as the possibility of full automation of this experiment.

Keywords: S-parameters, discrete circuit, model, matrix structure, parametric identification, experimental design, identifiability, vector network analyzer.

Получено 16.01.2023

Образец цитирования

Извольский А. А. Параметрическая идентификация матричной модели согласующего антенного устройства // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2023. Т. 26, № 1. С. 71–83. DOI: 10.22213/2413-1172-2023-1-71-83.

For Citation

Izvol'sky A. A. [Matrix Model Parametric Identification of Antenna Tuning Units]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2023, vol. 26, no. 1, pp. 71-83 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2023-1-71-83.