

УДК 621.372.512

DOI: 10.22213/2413-1172-2023-3-82-95

Некоторые практические приложения матричной модели дискретно перестраиваемых согласующих антенных устройств

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

Представлены результаты исследования практического применения ранее разработанной модели дискретного согласующего антенного устройства ДКМВ-диапазона. Благодаря достигнутой высокой точности описания трансформирующих свойств согласующего антенного устройства в диапазоне рабочих частот совместно с аппаратом теории комплексного переменного, в частности с методом конформных отображений дробно-линейных функций, удалось решить ряд прикладных задач.

Разработана методика расчета области согласуемых нагрузок дискретно перестраиваемых силовых контуров произвольной структуры. Для полноты результата рассмотрен случай согласования генератора с комплексным значением внутреннего сопротивления с заданным качеством (с допусковым значением коэффициента бегущей волны). Предложенный подход к согласованию предполагает, что любой возможной антенной нагрузкой должны найтись соответствующие комбинации дискретно перестраиваемых элементов силового контура согласующего антенного устройства, обеспечивающие согласование с заданным качеством.

Получены расчетные соотношения для образов произвольных окружностей и прямых, конформно отображаемых согласующим четырехполюсником на заданную комплексную область, т.е. выражения для расчета координат центра окружности и ее радиуса, а также коэффициенты уравнения прямых.

Проведены исследования согласующих свойств различных цепей, реализованных на дискретных элементах. Результаты данного исследования важны при выборе структурного построения силового контура согласующего антенного устройства.

Получены расчетные формулы, позволяющие оценивать относительные потери активной мощности в силовом контуре согласующего антенного устройства. Это способствует обоснованному выбору лучшего варианта настройки из нескольких, близких по качеству согласования, чтобы избежать сложных температурных режимов работы элементов контура.

Предложен переборный способ настройки дискретного контура согласующего антенного устройства, отличающийся предельной простотой и не требующий проведения сложных вычислений с матрицами и комплексными числами.

Ключевые слова: согласующее антенное устройство, диаграмма Вольперта – Смита, дробно-линейная функция, конформные отображения, комплексная плоскость.

Введение

К настоящему времени в теоретических работах по моделированию дискретных силовых контуров согласующего антенного устройства (САУ) достигнуты определенные успехи [1–6]: разработана матричная модель и способ ее параметрической идентификации (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; Извольский А. А. Параметрическая идентификация матричной модели согласующего антенного устройства // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2023. Т. 26, № 1). Матричное описание САУ как четырехполюсника характеризует его трансформирующие свойства на фиксированной частоте. Эти свойства описываются дробно-линейной (аналити-

ческой, однолистной) функцией комплексного переменного вида $w = \frac{Az + B}{Cz + D}$, где A, B, C, D – комплексные коэффициенты матричной модели, подчиненные условию $AD - BC \neq 0$. В математике говорят, что функция $w = f(z)$ осуществляет отображение точек плоскости z на соответствующие точки плоскости w [7, 8]. Из многочисленных отображений, осуществляемых различными функциями, представляют большой теоретический и в особенности практический интерес так называемые конформные отображения [9, 10]. В теории САУ существует класс весьма сложных задач, которые наиболее просто решаются с помощью теории конформных отображений.

Целью исследования является развитие технологии измерительно-вычислительных спосо-

бов настройки САУ с помощью теории конформных отображений.

Перейдем к решению прикладных задач.

Методика расчета области согласуемых нагрузок дискретно перестраиваемых САУ

При проектировании дискретных САУ ДКМВ-диапазона важным вопросом является определение области согласуемых нагрузок для обоснованного выбора параметров органов согласования: пределов их регулировки, количества разрядов и закона изменения их номиналов.

Рассмотрим силовой контур САУ, состоящий из N дискретных элементов. Каждая из совокупности 2^N комбинация дискретно перестраиваемых органов согласования САУ способна согласовать на данной рабочей частоте с идеальным качеством $K_{БВ} = 1$ нагрузку, импедансу которой на диаграмме Вольперта – Смита будет соответствовать одна точка. Перебирая все возможные состояния контура САУ, получим множество согласуемых нагрузок. Между точками будут иметь место «пустоты» – области нагрузок, которые, формально говоря, не могут быть согласованы с выполнением указанного требования.

Для преодоления данной трудности Трофимовым А. П. (Исследования и разработка методик анализа, синтеза и проектирования автоматизированных антенно-фидерных устройств ДКМВ-диапазона : дис. ... канд. техн. наук, Самара, 2009) предложено формировать область согласуемых нагрузок с некоторым допуском на рассогласование. Это вполне соответствует реальному положению вещей, так как технические требования всегда предусматривают такие допуски (поскольку согласование с $K_{БВ} = 1$ физически нереально). Вместе с тем при таком подходе каждому состоянию цепи будет соответствовать уже не точка, а некоторая «сплошная» область, т. е. *бесконечное* множество точек. Совокупность таких областей (при всех возможных состояниях контура) образует бесконечное множество точек, представляемое на диаграмме Вольперта – Смита «сплошной» областью. Это позволяет уже компьютерными методами определить внешнюю границу области согласуемых нагрузок и проверить, является ли она односвязной, отсутствуют ли внутренние границы, охватывающие «пробелы», образованные нагрузками, импедансы которых согласовать невозможно.

При всей привлекательности данного подхода к построению областей согласуемых нагрузок

существенным недостатком является пренебрежение потерями в органах настройки САУ и элементах их коммутации, а также неучитывание паразитных параметров коммутаторов, а в ряде случаев – распределенного характера элементов настройки. Расчет импеданса нагрузки осуществляется по формуле Кауэра (Cauer W. (1954) *Theorie der Linearen Wechselstromschaltungen*. Berlin: Akademie Verlag), основанной на разложении реактансной функции в цепную дробь. Такой способ затрудняет использование сложных математических моделей САУ, содержащих более двух десятков коммутаторов в органах согласования, поскольку потребуются каждый раз при смене состояния САУ формировать новую формулу для расчета $Z_n = R_n + jX_n$. По этой причине при разработке процедуры формирования области нагрузок с некоторым допуском на рассогласование автор методики поступил упрощенно. Обозначив допустимый уровень согласования по КБВ $K_{БВ\text{доп}}$, на плоскости комплексного сопротивления с прямоугольной (декартовой) системой координат автор чертил круги, которые являются областью согласуемых нагрузок с КБВ не менее заданного $K_{БВ} \geq K_{БВ\text{доп}}$, пользуясь уравнением окружности, справедливым для четырехполюсников без потерь.

Будем полагать, что структура САУ произвольная, образована несколькими переменными органами согласования (индуктивными, емкостными или на отрезках длинных линий), выполненных в виде наборов дискретных элементов. Заметим, что веса разрядов переменных органов при этом могут отличаться от двоичного закона или вычисляться по рекуррентным формулам.

В большинстве случаев входные характеристики антенн не определены. При этом целесообразно задаваться областью возможных значений входных сопротивлений антенн в рабочем диапазоне частот, которая учитывает воздействие всех случайных факторов на частотные характеристики входного сопротивления антенных устройств. Область возможных значений сопротивлений антенн на круговой диаграмме Вольперта – Смита [11–13] принято задавать в виде круга, ограниченного окружностью минимально возможного коэффициента бегущей волны $K_{БВ\text{min}}$. Структура и параметры САУ должны выбираться такими, чтобы заданная в виде круга требуемая область согласования совпала или находилась бы внутри области согласования САУ.

В качестве наиболее распространенного параметра (Бабков В. Ю., Муравьев Ю. К. (1980) Основы построения устройств согласования антенн), характеризующего качество согласования антенно-фидерного тракта и заданного на этапе проектирования САУ, используется допустимое минимальное значение коэффициента бегущей волны $K_{\text{БВдоп}}$ (или модуля коэффициента отражения по напряжению $K_{U_{\text{доп}}}$) на входе антенно-фидерного тракта в диапазоне рабочих частот при заданном значении внутреннего сопротивления согласуемого генератора. Для полноты результата будем полагать, что оно комплексное: $Z_{\text{Г}} = R_{\text{Г}} + iX_{\text{Г}}$.

Сформулируем задачу согласования: для дискретного силового контура выбранной структуры на каждой рабочей частоте f_{p} заданного диапазона любое сопротивление нагрузки $Z_{\text{H}}(f_{\text{p}})$, находящееся на диаграмме Вольперта –

Смита в круге, соответствующем значению $K_{\text{БВmin}}$, может быть трансформировано в значение $Z_{\text{вх}}(f_{\text{p}})$, близкое к комплексно-сопряженному значению сопротивления генератора $Z_{\text{вх}}(f_{\text{p}}) \approx Z_{\text{Г}}(f_{\text{p}})$ с заданным качеством $K_{\text{БВдоп}}$ (допуском на рассогласование). Таким образом, для любой возможной нагрузки должны найтись соответствующие комбинации дискретно перестраиваемых элементов силового контура САУ, обеспечивающие согласование с заданным качеством.

Кратко изложим суть предлагаемой методики расчета. Представим САУ с несколькими органами согласования в виде четырехполюсника, изображенного на рисунке 1, трансформирующие свойства которого на рабочей частоте f_{p}

описываются матрицей A -параметров $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$.

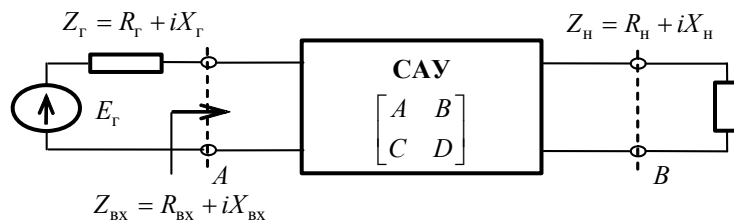


Рис. 1. К вопросу об определении области согласуемых нагрузок САУ

Fig. 1. To the question of determining the area of matched loads by ATU

Коэффициенты $A(f_{\text{p}})$, $B(f_{\text{p}})$, $C(f_{\text{p}})$ и $D(f_{\text{p}})$ – комплексные числа, являющиеся функциями рабочей частоты f_{p} и соответствующие кодовым комбинациям установленных органов согласования, подчиненные условию $AD - BC \neq 0$. Известно, что если эти коэффициенты являются A -параметрами линейных пассивных четырехполюсников, согласно принципу взаимности всегда выполняется условие $AD - BC = 1$.

Благодаря тому что комплексные плоскости входного сопротивления САУ и нагрузки связаны дробно-линейным преобразованием, которое является конформным, области согласуемых нагрузок также будут являться кругами. Для их построения необходимо знать их координаты центра и радиус.

При решении поставленной задачи будем опираться на теорию конформных отображений. Трансформирующие свойства САУ как четырехполюсника в общем виде характеризуются

дробно-линейной функцией комплексного переменного:

$$w = \frac{Az + B}{Cz + D}. \quad (1)$$

Дробно-линейная функция не определена в точках $z = -D/C$ и $z = \infty$. По определению полагаем, что $w(-D/C) = \infty$ и $w(\infty) = A/C$. Теперь дробно-линейная функция (1) определена на всей расширенной комплексной плоскости. Заметим, что при отображении функцией (1) все прямые и окружности, проходящие через точку $z = -D/C$, преобразуются в прямые, а прямые и окружности, не проходящие через данную точку, – в окружности конечного радиуса [14–17].

Определимся, что комплексная плоскость z представляет собой плоскость нагрузочных сопротивлений Z_{H} , а комплексная плоскость w – плоскость входных сопротивлений САУ $Z_{\text{вх}}$. Поскольку требуется определить, как области допустимого рассогласования на плоскости z

отображаются на плоскости w , решим уравнение (1) относительно z : $z = \frac{-Dw + B}{Cw - A}$, т. е. обратная функция также дробно-линейная. Следовательно, отображение, осуществляемое функцией (1), взаимно однозначно во всей плоскости, при этом точке $z = -D/C$ соответствует бесконечно удаленная точка плоскости w , а точке $w = A/C$ – бесконечно удаленная точка плоскости z .

Коэффициент отражения по напряжению на входе четырехполюсника САУ определяется комплексными сопротивлениями: входным $Z_{вх}$ и генератора $Z_{г}$: $K_U = \frac{Z_{вх} - Z_{г}}{Z_{вх} + Z_{г}}$. Модулю коэффициента отражения соответствует выражение $|K_U| = \sqrt{\frac{(R_{вх} - R_{г})^2 + (X_{вх} - X_{г})^2}{(R_{вх} + R_{г})^2 + (X_{вх} + X_{г})^2}}$, которое может быть записано в виде уравнения окружности

$$\left(R_{вх} - \frac{1 + K_U^2}{1 - K_U^2} R_{г} \right)^2 + (X_{вх} - X_{г})^2 = \left(\frac{2|K_U|}{1 - K_U^2} R_{г} \right)^2, \quad (2)$$

или, учитывая, что $|K_U| = (1 - K_{БВ}) / (1 + K_{БВ})$, через допустимое значение $K_{БВ}$:

$$\left(R_{вх} - \frac{1 + K_{БВ}^2}{2K_{БВ}} R_{г} \right)^2 + (X_{вх} - X_{г})^2 = \left(\frac{1 - K_{БВ}^2}{2K_{БВ}} R_{г} \right)^2. \quad (3)$$

Из уравнений (2) и (3) легко определяются координаты центра и радиус окружности, отображение которой требуется найти на комплексной плоскости $Z_{н}$.

Обозначим координаты центра исходной окружности как

$$z_0 = \frac{1 + K_U^2}{1 - K_U^2} R_{г} + iX_{г} = \frac{1 + K_{БВ}^2}{2K_{БВ}} R_{г} + iX_{г}$$

и радиус как

$$\text{rad}_z = \frac{2|K_U|}{1 - K_U^2} R_{г} = \frac{1 - K_{БВ}^2}{2K_{БВ}} R_{г}.$$

При решении задачи теории конформных отображений – задачи отыскания функции, осуществляющей конформное отображение одной заданной области на другую, – приходится прибегнуть к специальным методам. Одним из них является подбор надлежащих комбинаций элементарных функций при условии, что удается найти области, которые отображаются этими функциями.

Любое дробно-линейное отображение может быть представлено в виде комбинаций сдвигов, инверсий, поворотов и растяжений. Это доказывается просто: произвольное отображение $w(z) = \frac{Az + B}{Cz + D}$ разложимо в суперпозицию четырех функций:

$$w(z) = f_4(f_3(f_2(f_1(z))))$$

где $f_1(z) = z + \frac{D}{C}$; $f_2(z) = \frac{1}{z}$;

$$f_3(z) = -\frac{AD - BC}{C^2} z; \quad f_4(z) = z + \frac{A}{C}.$$

Целая линейная функция $w = Az + B$ и функция $w = 1/z$ являются частным случаем дробно-линейной функции. На основании этого факта легко распознать геометрические свойства дробно-линейного преобразования.

Взяв какую-либо окружность с координатами центра z_0 и радиусом rad_z на плоскости z , можно получить последовательно окружность на промежуточных плоскостях и, наконец, на плоскости w .

Проделав намеченные действия, окончательно найдем:

– координаты центра окружности

$$w_0 = \frac{(Az_0 + B)(\bar{C}z_0 + \bar{D}) - A\bar{C}\text{rad}_z^2}{|Cz_0 + D|^2 - |C|^2 \text{rad}_z^2}; \quad (4)$$

– радиус

$$\text{Rad}_w = \frac{\text{rad}_z |AD - CB|}{\left| |Cz_0 + D|^2 - |C|^2 \text{rad}_z^2 \right|}. \quad (5)$$

Если $|Cz_0 + D| > |C| \text{rad}_z$, то точка $z = -D/C$, являющаяся прообразом бесконечно удаленной точки плоскости w , находится в области $|z - z_0| < \text{rad}_z$. Поэтому при отображении (1) внутренность круга $|z - z_0| \geq \text{rad}_z$ перейдет во внутренность круга $|w - w_0| \geq \text{Rad}_w$ (см. рис. 2).

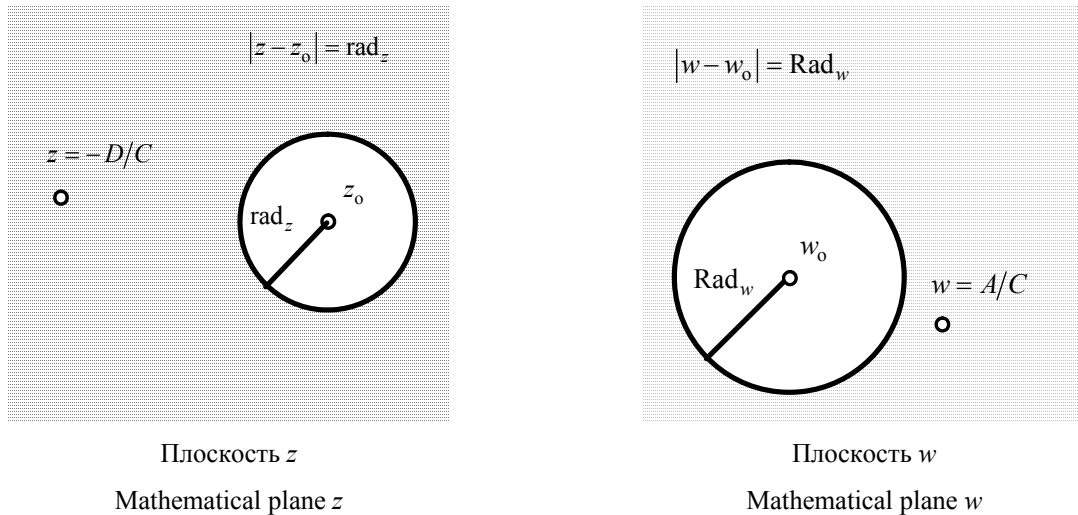


Рис. 2. Отображение внутренности круга $|z - z_0| = \text{rad}_z$ во внутренность круга $|w - w_0| = \text{Rad}_w$

Fig. 2. Mapping the inside of a circle $|z - z_0| = \text{rad}_z$ to the inside of a circle $|w - w_0| = \text{Rad}_w$

При $|Cz_0 + D| < |C| \text{rad}_z$ точка $z = -D/C$ лежит внутри круга $|z - z_0| < \text{rad}_z$. Следовательно, при отображении (1) внутренность этого круга переходит во внешность круга $|z - z_0| \geq \text{Rad}_w$ (см. рис. 3).

При $|Cz_0 + D| = |C| \text{rad}_z$, т. е. окружность проходит через точку $z = -D/C$, образом этой окружности будет прямая, не проходящая через точку $w = A/C$. В этом случае внутренность круга отобразится на ту из двух полуплоскостей, разграниченных прямой, которая не содержит точки $w = A/C$.

Определим условие, при котором внутренность окружности плоскости z переходит во внутренность окружности плоскости w . В случае если обе окружности имеют конечный радиус, то ни одна из них не является прямой. Обозначим окружность в плоскости z через Oz , а в плоскости $w - Ow$. Любая дробно-линейная функция переводит точки z_1, z_2, z_3 окружности Oz в точки w_1, w_2, w_3 окружности Ow . Геометрическая интерпретация показана на рисунке 4. Функция (1) реализует взаимно однозначное и конформное отображение внутренности окружности Oz либо на внутренность окружности Ow , либо на внешность в зависимости от порядка, в котором расположены точки w_1, w_2, w_3 (против или по часовой стрелке).

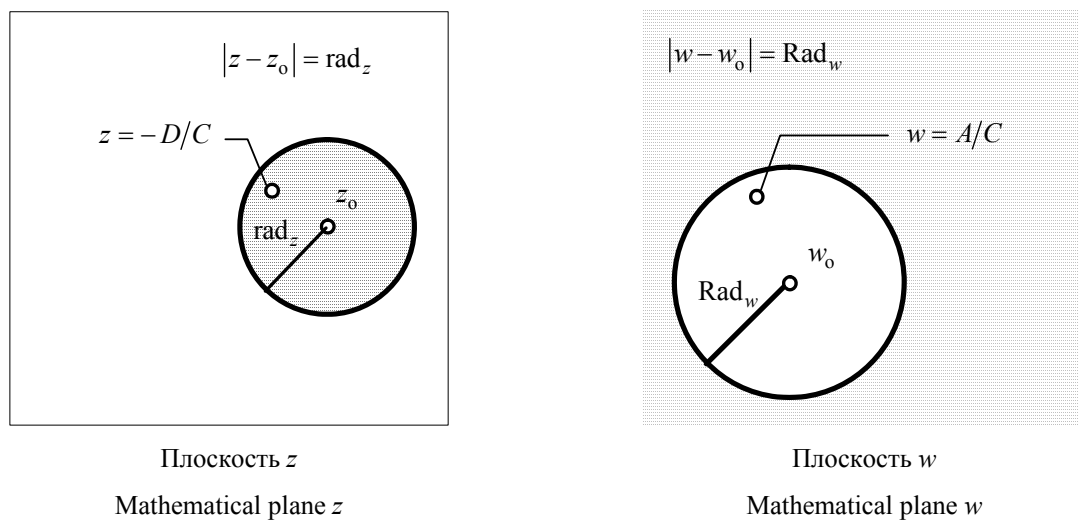


Рис. 3. Отображение внутренности круга $|z - z_0| = \text{rad}_z$ во внешность круга $|w - w_0| = \text{Rad}_w$

Fig. 3. Mapping the inside of a circle $|z - z_0| = \text{rad}_z$ to the outside of a circle $|w - w_0| = \text{Rad}_w$

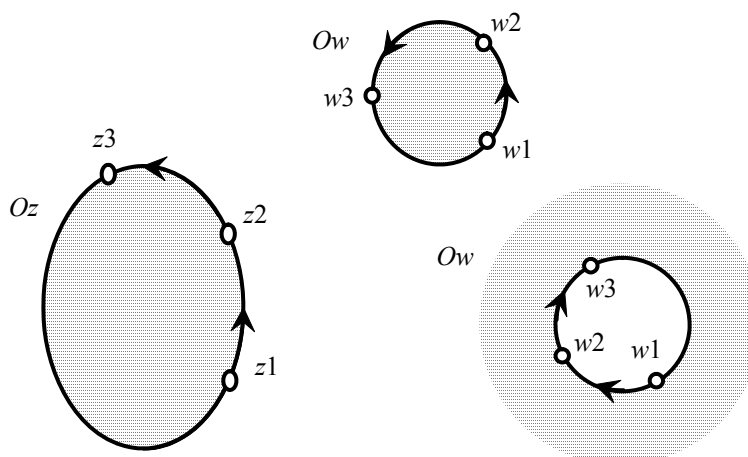


Рис. 4. Геометрическая интерпретация отображения окружности в зависимости от порядка расположения точек
 Fig. 4. Geometric interpretation of the circle mapping depending on the order located of the points

Физический смысл имеют только сопротивления с положительной активной составляющей. Однако выражение для дробно-линейного преобразования общего вида, соответствующие четырехполюснику, распространяются не только на правую полуплоскость, но и на всю плоскость комплексных чисел.

Вследствие этого часто при нахождении отображающих функций используется прием, когда точки задаются внутри круга и контролируется переход внутренней точки окружности Oz в другую внутреннюю точку окружности Ow . Можно показать, что данный переход осуществляется при выполнении условия $AD - BC \geq 0$ (когда верхняя полуплоскость плоскости z отображается в верхнюю полуплоскость плоскости w) и действиях только в правой полуплоскости с физически реализуемыми параметрами четырехполюсников ($AD - BC = 1$) и нагрузок.

Как известно, часто оказывается целесообразно вместо сопротивлений и проводимостей z оперировать с так называемыми сопротивлениями и проводимостями внутри единичного круга (т. е. осуществить переход к плоскости комплексного коэффициента отражения на диаграмме Вольперта – Смита (Вольперт А. Р. (1940) Номограмма для расчета длинных линий // Производственно-технический бюллетень НКЭП (Ленинград), № 2; Smith P.H. (1939) Transmission Line Calculator // Electronics, vol. 12, no. 1), определяемыми по формуле $z^E = \frac{z - Z_0}{z + Z_0}$,

где Z_0 – действительное число, обычно равное опорному импедансу измерения. Тогда вместо построений в правой полуплоскости прямоугольных (декартовых) координат сопротивле-

ний $\{R/W; iX/W\}$ или проводимостей $\{GW; iBW\}$ следует выполнять построения в единичном круге. По существу это те же самые построения.

Поскольку последовательное выполнение нескольких конформных преобразований также определяет дробно-линейное преобразование, то результирующие трансформирующие свойства рассчитываются как произведение матриц преобразований. Важно при этом соблюдать правильную последовательность действий, тогда результирующая матрица будет иметь вид

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -W \\ 1 & W \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -D & B \\ C & -A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -WC - D & WA + B \\ WC - D & B - WA \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Для практики также представляют интерес подобные выражения для расчета параметров отображаемой окружности на диаграмме Вольперта – Смита через S -параметры. Несложно показать, что комплексные плоскости коэффициентов отражения нагрузок и коэффициентов отражения на входе САУ связаны дробно-линейным преобразованием, определяемым матрицей T -параметров:

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

где $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Обозначим через p_0 координаты центра окружности и через ρ – радиус (модуль) коэффициента отражения на входе САУ. Тогда искомые выражения будут иметь следующий вид:

– координаты центра окружности

$$\omega_0 = \frac{(p_0 - S_{11})(\bar{S}_{22}\bar{p}_0 - \Delta\bar{S}) - \bar{S}_{22}\rho^2}{|S_{22}p_0 - \Delta S|^2 - |S_{22}|^2\rho^2}; \quad (7)$$

– радиус окружности коэффициента отражения нагрузок

$$\text{Rad}_S = \frac{\rho|S_{11}S_{22} - \Delta S|}{|S_{22}p_0 - \Delta S|^2 - |S_{22}|^2\rho^2}. \quad (8)$$

Обычно внутреннее сопротивление генератора активно и равно волновому сопротивлению фидерной линии $Z_r = W$. Следовательно, координата центра $p_0 = 0 + i0$, модуль коэффициента отражения $|K_U| = \rho$. Выражения упростятся:

$$\omega_0 = \frac{S_{11}\Delta S - \bar{S}_{22}\rho^2}{|\Delta S|^2 - |S_{22}|^2\rho^2}; \quad (9)$$

$$\text{Rad}_S = \frac{\rho|S_{12}S_{21}|}{|\Delta S|^2 - |S_{22}|^2\rho^2}.$$

На диаграмме Вольперта – Смита кроме окружностей есть и прямые линии, представляющие интерес: ось абсцисс, расположенная горизонтально и являющаяся границей смены знака реактивностей; ось ординат, расположенная вертикально, соответствующая импедансам $|Z| = W$, а также другие лучи, проходящие через центр диаграммы. Важно уметь находить и образы прямых.

Прямая линия задается уравнением $\alpha x + \beta y + \gamma = 0$, где α, β, γ – действительные числа. Тогда уравнение данной прямой в комплексной форме можно записать в виде $\text{Re}(\bar{\lambda}z) + \gamma = 0$ или $\text{Im}(i\bar{\lambda}z) + \gamma = 0$, где $\lambda = \alpha + i\beta, z = x + iy$. Найдем уравнения для образов произвольной прямой и произвольной окружности $|w - w_0| = \text{Rad}_W$ при дробно-линейном преобразовании с заданными коэффициентами матрицы A, B, C, D .

При отображении прямой $\text{Re}(\bar{\lambda}z) + \gamma = 0$ рассмотрим случай $\gamma \neq -\text{Re}\left(\bar{\lambda}\frac{D}{C}\right)$. При этом прямая не проходит через точку $z = -D/C$. Образом этой прямой является окружность, проходящая через точку $w = A/C$. Для получения уравнения указанной окружности необходимо подставить $z = \frac{-Dw + B}{Cw - A}$, получим уравнение

$\text{Re}\left(\bar{\lambda}\frac{-Dw + B}{Cw - A}\right) = \gamma$, которое можно представить в виде

$$-\gamma + \text{Re}\left(\bar{\lambda}\left(\frac{D}{-C} - \frac{AD - BC}{C} \times \frac{1}{Cw - A}\right)\right) = 0.$$

После некоторых преобразований получим искомое уравнение окружности:

$$|w - w_0| = \text{Rad}_W,$$

где

$$w_0 = \frac{2A\bar{C}\gamma + A\bar{D}\lambda + B\bar{C}\bar{\lambda}}{2\gamma|C|^2 + 2\text{Re}(C\bar{D}\lambda)}, \quad (10)$$

$$\text{Rad}_W = \left| \frac{(AD - BC)\lambda}{2\gamma|C|^2 + 2\text{Re}(C\bar{D}\lambda)} \right|.$$

При отображении окружности с центром в точке z_0 на прямую для нахождения ее параметров можно воспользоваться следующими формулами, которые приведем без вывода:

$$\lambda = -\frac{AD - BC}{C(Cz_0 + D)};$$

$$\gamma = \frac{-|AD - BC|^2 - 2\text{Re}\left[C(Az_0 + B)(\overline{AD - BC})\right]}{2|C(Cz_0 + D)|^2}. \quad (11)$$

Исследование трансформирующих свойств различных цепей, реализованных на дискретных элементах

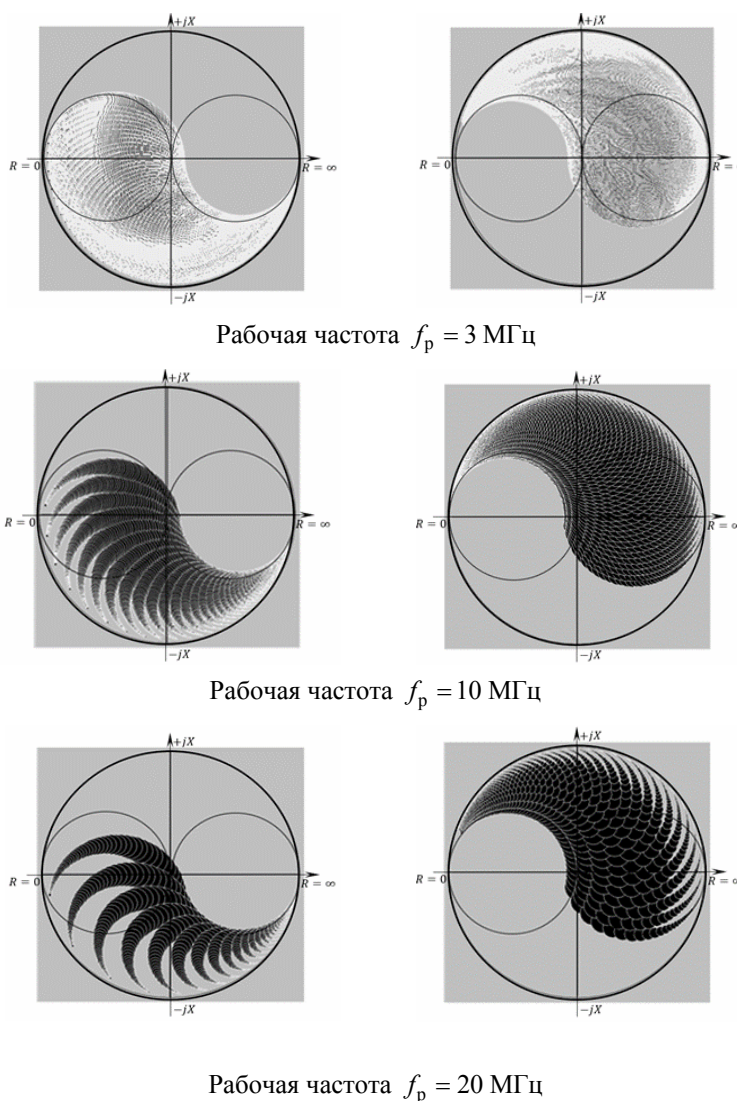
В данном параграфе приводятся результаты исследований согласующих свойств различных звеньев. С одной стороны, они являются иллюстрацией к предыдущему параграфу, с другой – дают полезную информацию, которая может быть востребована при выборе структуры силового контура САУ в процессе проектирования.

В части согласующих свойств проведенные исследования показали, что при использовании силового контура на основе сочетания двух звеньев Г-прямого и Т-обратного в достаточно широком диапазоне частот 3...30 МГц (с 10-кратным перекрытием) возникают следующие проблемы: в низкочастотной части диапазона рабочих частот – невозможность согласования нагрузок с высоким коэффициентом стоячей волны $K_{с.в.} \geq 10$, что обусловлено верхним значением диапазона варьирования обоих органов согласования (индуктивного и емкост-

ного), то есть недостаточностью больших значений номиналов; в высокочастотной части диапазона наблюдаются области («пробелы»), которые нельзя согласовать с требуемым уровнем $K_{с.в.}$, в данном случае это обусловлено ограниченностью диапазона изменения номиналов (большим шагом изменения младших разрядов, слишком скачкообразным характером их перестройки).

На рисунке 5 представлены рассчитанные для трех рабочих частот ($f_p = 3, 10, 30$ МГц) по предложенной методике области согласования для Г-звеньев с показателем качества $K_{с.в.} = 1,25$, образованных 8-разрядными мага-

зинами с дискретными шагами изменения параметра: по емкости $\Delta C = 15$ пФ; по индуктивности $\Delta L = 0,1$ мкГ. На диаграммах Вольперта – Смита, соответствующих значению нижней рабочей частоты $f_p = 3$ МГц, области согласуемых нагрузок не имеют «пробелов» и полностью соответствуют теоретическим положениям. За счет допуска по качеству согласования данные области в окрестностях линий постоянной проводимости и постоянного сопротивления несколько шире теоретических границ. Это обстоятельство гарантирует идеальную «стыковку» двух дополняющих друг друга звеньев на данной рабочей частоте.



Прямое Г-звено

Обратное Г-звено

$$K_{свдоп} = 1,25$$

Магазин емкостей 8 разрядов; шаг 15 пФ

Магазин индуктивностей 8 разрядов; шаг 0,1 мкГ

Рис. 5. Области согласования Г-звеньев

Fig. 5. Load matching areas of L-type power circuits

Несколько хуже дело обстоит на средней рабочей частоте $f_p = 10$ МГц. Из диаграммы видно, что для Г-прямого звена при заданном уровне качества согласования не достаточен шаг изменения емкостного органа согласования. В этой ситуации требуется либо увеличить количество разрядов (на один-два), либо необходимо понизить допустимое качество согласования.

На верхней рабочей частоте $f_p = 30$ МГц области согласования для обоих звеньев оказываются заметно прореженными. Это обусловлено скачкообразным изменением перестройки органов согласования. В этом отношении верхняя частота рабочего диапазона является наиболее проблематичной, безвариантной и именно на ней следует осуществлять выбор дискретных шагов изменения параметров.

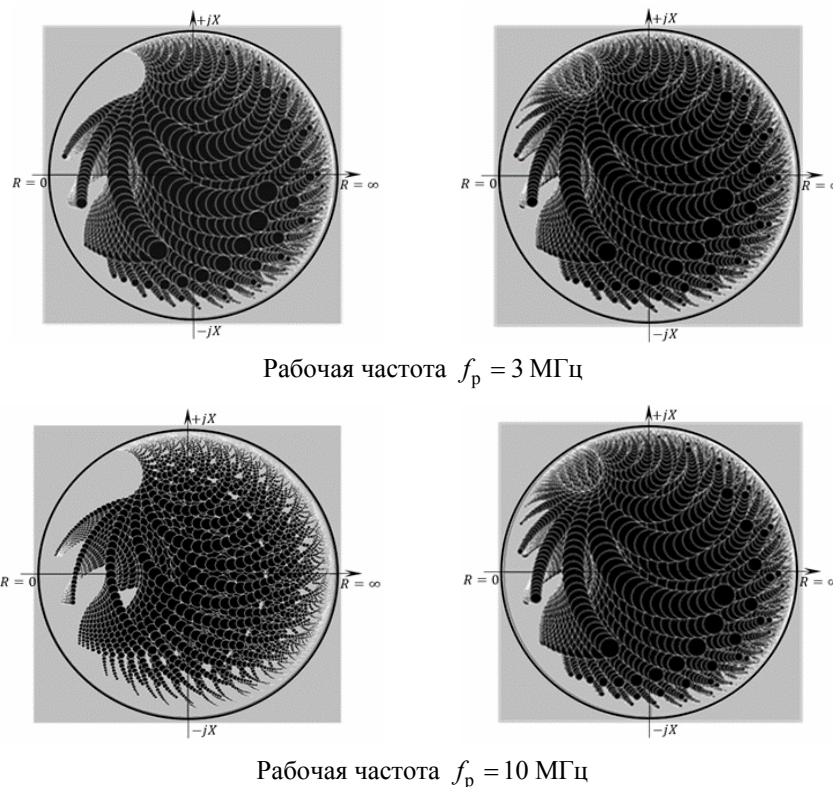
Преодоление противоречия между качеством согласования и значением шага изменения параметра не может быть достигнуто в полной мере по причине наличия паразитных емкостей у коммутационных элементов. Значительно

уменьшить величину шага дискретизации элементов органов согласования не представляется возможным [18–20].

Лучшим способом преодоления такого рода противоречий оказывается переход к структурам с большим числом перестраиваемых органов. Рассмотрим подробнее диаграммы П- и Т-звеньев.

Для П-звена сравнение диаграмм проведем на одной верхней частоте диапазона $f_p = 30$ МГц и для наглядности их построим для очень высоких показателей качества согласования $K_{CB}^{(1)} = 1,25$; $K_{CB}^{(2)} = 1,11$; $K_{CB}^{(3)} = 1,05$. Анализируемое П-звено имеет следующие органы согласования:

- магазин конденсаторов связи: 6 разрядов, шаг 15 пФ;
- магазин шунтирующих конденсаторов: 4 разряда, шаг 20 пФ;
- магазин индуктивностей: 6 разрядов, шаг 0,05 мкГ;
- магазин укорачивающих конденсаторов: 1 разряд, шаг 36 пФ.



без укорачивающей емкости

с укорачивающей емкостью 36 пФ

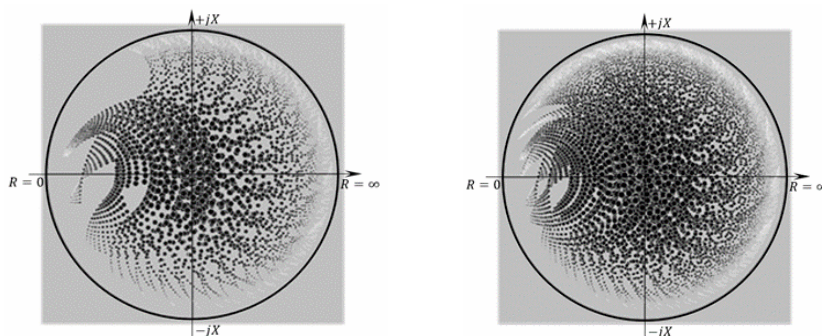
Диапазон изменения параметра магазина емкостей связи 0...375 пФ, шаг 15 пФ

Диапазон изменения индуктивного органа 0...3,3 мкГ, шаг 0,05 мкГ

Диапазон изменения параметра магазина шунтирующих емкостей 0...200 пФ, шаг 20 пФ

Рис. 6. Области согласования П-звена

Fig. 6. Load matching areas of PI-type power circuits



Рабочая частота $f_p = 20$ МГц

без укорачивающей емкости

с укорачивающей емкостью 36 пФ

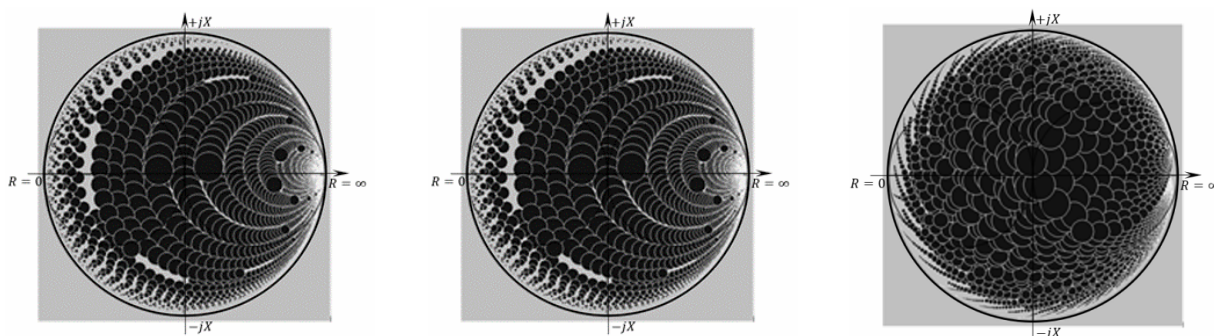
Диапазон изменения параметра магазина емкостей связи $0 \dots 375$ пФ, шаг 15 пФ

Диапазон изменения индуктивного органа $0 \dots 3,3$ мкГ, шаг 0,05 мкГ

Диапазон изменения параметра магазина шунтирующих емкостей $0 \dots 200$ пФ, шаг 20 пФ

Рис. 6 (окончание, начало на с. 90). Области согласования П-звена

Fig. 6 (continued from p. 90). Load matching areas of PI-type power circuits



$f_p = 3$ МГц

$f_p = 10$ МГц

$f_p = 30$ МГц

20,0...25,6 мкГ
с шагом 0,1 мкГ

Диапазон изменения индуктивного органа

6,4...12,8 мкГ
с шагом 0,1 мкГ

0,1...1,6 мкГ
с шагом 0,1 мкГ

Диапазон изменения емкостных органов $0 \dots 279$ пФ с шагом 9 пФ

Рис. 7. Области согласования Т-звена ($K_{БВдоп} = 0,8$)

Fig. 7. Load matching areas of T-type power circuits

Относительные потери активной мощности в силовом контуре САУ с потерями

Любой четырехполюсник, включенный между генератором и нагрузкой, вносит потери. Некоторая часть $P_{пот}$, поступающей на вход четырехполюсника активной мощности $P_{общ}$, расходуется в нем, при этом важно уметь оценивать относительные потери активной мощности $P_{пот}/P_{общ}$, которые зависят не только от свойств четырехполюсника, но и от сопротивления нагрузки или, что то же самое, от его значения, трансформированного на вход четырехполюсника.

Известно (Вайсфлор А. (1961) Теория цепей и техника измерений в дециметровом и сантиметровом диапазонах), что четырехполюсник с потерями характеризуется граничной окружностью или окружностью потерь. Это окружность на плоскости комплексных сопротивлений, на которой расположены значения входного сопротивления четырехполюсника, нагруженного на реактивную нагрузку. Используя граничную окружность, можно построить простую эквивалентную схему, которая делится на схему с потерями и без потерь. Такая схема приведена на рисунке 8. Активные сопротивления R_s и R_p , а также последовательное реактивное сопротивление iX_0 непосредственно

определяются из граничной окружности (см. рис. 9).

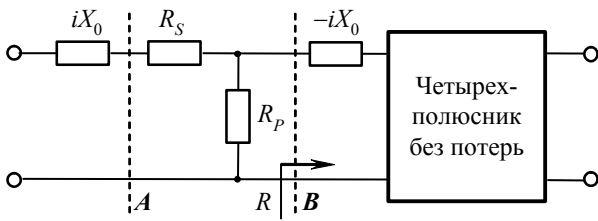


Рис. 8. Эквивалентная схема четырехполюсника с потерями

Fig. 8. Lossy quadripole equivalent circuit

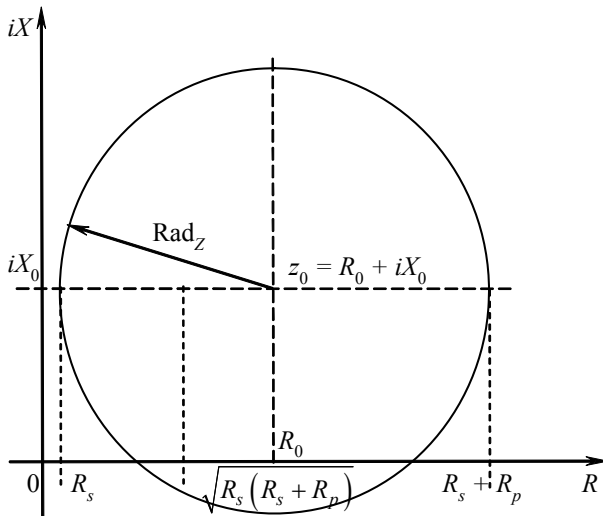


Рис. 9. Окружность потерь четырехполюсника с потерями

Fig. 9. Loss circle for lossy quadripole

Для расчета параметров граничной окружности следует воспользоваться матрицей (6) и формулами (4) и (5), поменяв местами z_0 и w_0 , положив в них $w_0 = 0$, $\text{rad}_w = 1$ и взяв знаменатель по модулю в обеих формулах:

$$z_0 = \frac{d\bar{c} - b\bar{a}}{|a|^2 - |c|^2}; \quad \text{Rad}_Z = \frac{|ad - bc|}{|a|^2 - |c|^2}.$$

При этом $R_s = \text{Re}(z_0) - \text{Rad}_Z$; $X_0 = \text{Im}(z_0)$; $R_s + R_p = \text{Re}(z_0) + \text{Rad}_Z$; $R_p = 2\text{Rad}_Z$.

В случае использования S-параметров рекомендуется использовать простое матричное выражение $\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W & W \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{S_{21}} \times \begin{bmatrix} -1 & S_{11} \\ -S_{22} & \Delta S \end{bmatrix}$, в основу которого положен переход от коэффициентов отражения к импедансам: $Z = Z_0 \begin{pmatrix} 1 + K_U \\ 1 - K_U \end{pmatrix}$.

Относительные потери активной мощности можно весьма просто определить с помощью граничной окружности или эквивалентной схемы. Если в сечении A эквивалентной схемы (см. рис. 8) входное сопротивление R будет активным, то его величину можно рассчитать, используя равенство $\frac{R_x R_p}{R_x + R_p} + R_s = R$. Из этого

выражения следует $R_x = \frac{(R - R_s) R_p}{R_s + R_p - R}$. Если

в сечении A на входе четырехполюсника протекает ток I, то поступающая в этот четырехполюсник активная мощность составит $P_{\text{пот}} = |I|^2 R$.

Мощность потерь четырехполюсника $P_{\text{пот}} = |I|^2 R_s + |I|^2 \frac{R_x^2 R_p}{(R_x + R_p)^2}$. Если положить

$R = W$, то относительные потери мощности четырехполюсника $\frac{P_{\text{пот}}}{P_{\text{общ}}} = 1 - \frac{W - R_s}{W} + \frac{(W - R_s)^2}{WR_p}$.

Разделение эквивалентной схемы на часть, определяющую потери, и на четырехполюсник без потерь справедливо только для одной частоты, так как активные сопротивления R_s и R_p зависят от частоты.

Переборный способ настройки дискретного контура согласующего антенного устройства

Среди вычислительных способов настройки дискретных САУ имеется один самый простой, не предусматривающий сложных матричных вычислений с комплексными числами. Вероятно, предлагаемый способ не позволит достичь предельного быстродействия. Он основывается на работе с массивами данных, теории их сортировки и поиска информации в электронных таблицах.

Суть способа заключается в следующем. Для всех возможных комбинаций органов настройки силового контура любой структуры и сложности с небольшим шагом изменения частоты (к примеру, 50...100 кГц) с помощью векторного анализатора цепей могут быть измерены S-параметры с опорным импедансом $Z_0 = W$.

В комплексной плоскости коэффициентов отражения нагрузок (импедансов антенны) $\Gamma_n(\omega_p) = (Z_n(\omega_p) - Z_0) / (Z_n(\omega_p) + Z_0)$ для заданного значения внутреннего импеданса

источника Z_r по формулам (4), (5) могут быть рассчитаны координаты центра w_o и радиус окружности Rad_w соответствующие допустимому уровню рассогласования $|K_U|$. Полученные данные могут быть сведены в массив, который может быть сохранен в специальном запоминающем устройстве контроллера управления САУ. Процесс настройки САУ на рабочей частоте ω_p по результатам однократного измерения входного импеданса антенны будет сводиться к переборному поиску лучшего варианта комбинации дискретных органов согласования силового контура. Условием настройки САУ будет попадание точки, отображающей входной импеданс антенны на рабочей частоте, внутрь рассчитанной окружности, соответствующей некоторой комбинации N силового контура. Математически это соответствует ситуации, когда расстояние между точкой импеданса антенны меньше радиуса окружности:

$$|\Gamma_n(\omega_p) - w_o(N)| \leq \text{Rad}_w(N).$$

При количестве органов согласования в силовом контуре более двух будет найдено несколько вариантов настройки с близкими качественными характеристиками. При сохранении в массиве данных информации об относительных потерях в контуре может быть осуществлен выбор варианта согласования с наименьшими потерями.

Выводы

Предложенная ранее матричная модель дискретного согласующего антенного устройства благодаря достигнутой высокой точности описания трансформирующих свойств в диапазоне рабочих частот совместно с теорией конформных отображений дробно-линейных функций позволили решить ряд прикладных задач:

- разработать методику расчета области согласуемых нагрузок дискретно перестраиваемых САУ, что крайне необходимо при проектировании силовых контуров;
- провести исследование согласующих свойств различных цепей, реализованных на дискретных элементах. Результаты исследования важны при выборе структурного построения силового контура САУ;
- получить расчетные формулы, позволяющие оценивать относительные потери активной мощности в силовом контуре САУ. Это способствует обоснованному выбору лучшего варианта настройки из нескольких, близких по качеству согласования, во избежание сложных

температурных режимов работы элементов контура;

- предложить переборный способ настройки дискретного контура согласующего антенного устройства, отличающийся предельной простотой и не требующий проведения сложных вычислений с матрицами и комплексными числами.

Количественные оценки сложности переборных алгоритмов для геометрических задач принято давать для худшего случая при решении задачи определенного размера. Кроме времени счета важной мерой эффективности алгоритма является пространство, обычно совпадающее с объемом памяти, использованной алгоритмом. Несомненно, пространственная и временная сложности как функции от размеров задачи являются двумя фундаментальными оценками эффективности при анализе алгоритмов. При правильном построении вычислительного алгоритма на C++ и использовании гибких структур упорядоченных данных, удобных для поиска и сортировки, для САУ диапазона 3...30 МГц с двадцатью органами согласования ($2^{20} = 1\,048\,576$ комбинаций) при использовании настольного компьютера с процессором AMD Ryzen 7 PRO 3700 (16 ГБ оперативной памяти) время расчета не превышает 26 мс.

Ограничения на объем статьи не позволили привести решения других прикладных задач. Исследования по этой тематике будут продолжены.

Библиографические ссылки

1. *Верба Б. П., Шишаков К. В.* Структурно-параметрический синтез согласующих устройств для КВ- и УКВ-антенн // Интеллектуальные системы в производстве. 2020. Т. 18, № 2. С. 14–27.
2. *Жуков В. М.* Информационно-управляющая система антенным согласующим устройством с распределенными параметрами элементов настройки // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. 2020. № 4 (36). С. 79–87.
3. *Артемов М. Л., Зиборов И. А., Чаусова Т. Ф.* Идентификация параметров моделей элементов антенно-согласующих устройств МВ-, ДКМВ-диапазонов // Теория и техника радиосвязи. 2019. № 1. С. 43–47.
4. *Бузова М. А., Красильников А. Д., Пестовский К. И.* Методика проектирования антенных систем для быстроразвертываемых комплексов ДКМВ-диапазона // Радиотехника. 2023. Т. 87, № 6. С. 92–99.
5. *Дорогов А. Ю.* Дизайнер для проектирования проводных антенн КВ-диапазона // Информационные системы и технологии в моделировании и управлении : сборник трудов VI Международной научно-практической конференции. Крымский федеральный университет имени В. И. Вернадского / Гуманитар-

но-педагогическая академия (филиал) : Симферополь, 2021. С. 75–81.

6. Перспективные антенные решения для объектов радиосвязи / А. Л. Бузов, А. Д. Красильников, В. П. Кубанов, М. А. Минкин, Н. А. Носов // *Антенны*. 2019. № 7 (261). С. 17–27.

7. Хлопушин И. Ю., Цветнов А. А. Об опыте проектирования антенных согласующих устройств ДКМВ-диапазона на отечественной элементной базе // *Радиолокация, навигация, связь*. 2020. С. 98–104.

8. Зверович Э. И. Дробно-линейные функции N -комплексного аргумента // *Системы компьютерной математики и их приложения*. 2019. № 20-2. С. 64–71.

9. Полянский И. С., Логинов К. О. Приближенный метод решения задачи конформного отображения произвольного многоугольника на единичный круг // *Вестник Удмуртского университета. Математика. Механика. Компьютерные науки*. 2022. Т. 32, № 1. С. 107–129.

10. Канарейкин А. И. Метод конформных отображений в теплофизике // *Вестник Калужского университета*. 2022. № 2 (55). С. 86–88.

11. Смаль А. А., Кильдишева О. Э. Анализ погрешности антенно-согласующего устройства, использующего измерительно-вычислительный метод настройки // *Электросвязь*. 2018. № 6. С. 46–48.

12. Полиенко В. Н., Архипова И. Г. Метод дистанционного измерения входного импеданса и согласования передающей антенны КВ-диапазона с фидером // *Вопросы радиоэлектроники*. 2016. № 9. С. 71–73.

13. Агарков Н. Е. Пределы повышения эффективности приземных электрически малых антенн КВ-диапазона в системе «антенна – согласующее устройство» общими потерями // *Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б. Я. Осипова*. В 6 т. Воронеж, 2022. С. 213–233.

14. Кочина А. С. Замечательные кривые как образы окружностей и прямых при конформных отображениях // *Дифференциальная геометрия многообразий фигур*. 2018. № 49. С. 101–106.

15. Гириш А. Г. Операция пересечения на комплексной плоскости // *Геометрия и графика*. 2021. Т. 9, № 1. С. 20–28.

16. Мацевский С. В. Одна геометрическая модель дробно-линейных преобразований // *Дифференциальная геометрия многообразий фигур*. 2022. № 53. С. 84–93.

17. Смирнов М. О решении одной задачи о конформном отображении при помощи функций Вейерштрасса // *Журнал вычислительной математики и математической физики*. 2022. Т. 62, № 5. С. 823–837.

18. Агарков Н. Е. Влияние компоновки катушек индуктивности на КПД антенного согласующего устройства электрически малой антенны ДКМВ-диапазона // *Проблемы машиноведения*. Омск, 2023. С. 45–52.

19. Хлопушин И. Ю. Расчет элементов согласующих контуров универсального антенного согласующего устройства ДКМВ-диапазона // *Перспективные*

технологии в средствах передачи информации. 2017. С. 154–158.

20. Николашин Ю. Л., Будко П. А., Жуков Г. А. Основные направления модернизации декаметровый системы связи // *Техника средств связи*. 2019. № 1 (145). С. 13–25.

References

1. Verba B.P., Shishakov K.V. (2020) [Structural-parametric synthesis of matching devices for HF and VHF antennas]. *Intellektual'nye sistemy v proizvodstve*, 2020, vol. 18, no. 2, pp. 14-27 (in Russ.).

2. Zhukov V.M. (2020) [Informacionno-upravljajushhaja sistema antenным согласующим устройством s raspredelennymi parametrami jelementov nastrojki]. *Modeli, sistemy, seti v jekonomike, tehnikе, prirode i obshhestve*, 2020, no. 4 (36), pp. 79-87 (in Russ.).

3. Artemov M.L., Ziborov I.A., Chausova T.F. (2019) [Information and control system of an antenna matching device with distributed parameters of tuning elements]. *Teoriya i tehnika radiosvjazi*, 2019, no. 1, pp. 43-47 (in Russ.).

4. Buzova M.A., Krasil'nikov A.D., Pestovskij K.I. (2023) [Methodology for designing antenna systems for rapidly deployable UHF-band complexes]. *Radiotekhnika*, 2023, vol. 87, no. 6, pp. 92-99 (in Russ.).

5. Dorogov A.Ju. (2021) *Designer for the design of HF wire antennas // Information systems and technologies in modeling and control [Dizajner dlja proektirovaniya provodnyh antenn KV-diapazona]*. *Informacionnye sistemy i tehnologii v modelirovanii i upravlenii : sbornik trudov VI Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoy konferencii. Krymskij federal'nyj universitet imeni V.I. Vernadskogo* [Proc. of the VI International Scientific and Practical Conference. Crimean Federal University named after V. I. Vernadsky]. Simferopol', 2021, pp. 75-81 (in Russ.).

6. Buzov A.L., Krasil'nikov A.D., Kubanov V.P., Minkin M.A., Nosov N.A. (2019) [Promising antenna solutions for radio communication facilities]. *Antenny*, 2019, no. 7 (261), pp. 17-27 (in Russ.).

7. Hlopushin I.Ju., Cvetnov A.A. (2020) [On the experience of designing antenna matching devices of the UHF range using domestic element base]. *Radiolokacija, navigacija, svjaz'*, 2020, pp. 98-104 (in Russ.).

8. Zverovich Je.I. (2019) [Fractional linear functions of N -complex argument]. *Sistemy komp'juternoj matematiki i ih prilozhenija*, 2019, no. 20-2, pp. 64-71 (in Russ.).

9. Poljanskij I.S., Loginov K.O. (2022) [An approximate method for solving the problem of conformal mapping of an arbitrary polygon onto a unit circle]. *Vestnik Udmurtskogo universiteta. Matematika. Mehanika. Komp'juternye nauki*, 2022, vol. 32, no. 1, pp. 107-129 (in Russ.).

10. Kanarejkin A.I. (2022) [Method of conformal mappings in thermophysics]. *Vestnik Kaluzhskogo universiteta*, 2022, no. 2 (55), pp. 86-88 (in Russ.).

11. Smal' A.A., Kil'disheva O.Je. (2018) [Analysis of the error of an antenna-matching device using a meas-

urement-computational tuning method]. *Jelektrosvjaz*, 2018, no. 6, pp. 46-48 (in Russ.).

12. Polienko V.N., Arhipova I.G. (2016) [Method for remotely measuring input impedance and matching a HF transmitting antenna with a feeder]. *Voprosy radiojelekttroniki*, 2016, no. 9, pp. 71-73 (in Russ.).

13. Agarkov N.E. (2022) *Predely povyshenija jefektivnosti prizemnyh jelektricheski malyh antenn KV-diapazona v sisteme "antenna – soglasujushhee ustrojstvo" obshimi poterjami* [Limits for increasing the efficiency of ground-based electrically small HF antennas in the "antenna - matching device" system by total losses]. *Radiolokacija, navigacija, svjaz' : sbornik trudov XXVIII Mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskoy konferencii, posvjashhennoj pamjati B.Ja. Osipova* [Radar, navigation, communications: collection of proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B. Ya. Osipov]. Voronezh, 2022, pp. 213-233 (in Russ.).

14. Kochina A.S. (2018) [Remarkable curves as images of circles and lines under conformal mappings]. *Differencial'naja geometrija mnogoobrazij figure*, 2018, no. 49, pp. 101-106 (in Russ.).

15. Girsh A.G. (2021) [Intersection operation on the complex plane]. *Geometrija i grafika*, 2021, vol. 9, no. 1, pp. 20-28 (in Russ.).

16. Macievskij S.V. (2022) [One geometric model of fractional linear transformations]. *Differencial'naja geometrija mnogoobrazij figure*, 2022, no. 53, pp. 84-93 (in Russ.).

17. Smirnov M. (2022) [On the solution of a conformal mapping problem using Weierstrass functions]. *Zhurnal vychislitel'noj matematiki i matematicheskoy fiziki*, 2022, vol. 62, no. 5, pp. 823-837 (in Russ.).

18. Agarkov N.E. (2023) [The influence of the arrangement of inductors on the efficiency of the antenna matching device of an electrically small antenna in the UHF range]. *Problemy mashinovedenija*, Omsk, 2023, pp. 45-52 (in Russ.).

19. Hlopushin I.Ju. (2017) [Calculation of elements of matching circuits of a universal antenna matching device for the UHF range]. *Perspektivnye tehnologii v sredstvakh peredachi informacii*, 2017, pp. 154-158 (in Russ.).

20. Nikolashin Ju.L., Budko P.A., Zhukov G.A. (2019) [The main directions of modernization of the decimeter communication system]. *Tehnika sredstv svjazi*, 2019, no. 1 (145), pp. 13-25 (in Russ.).

Some Practical Applications of Discretely Tunable Couplers' Matrix Model

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

The findings of a research of the practical application of a previously developed model of a decametric waves discrete coupler are presented. Due to the high accuracy achieved in describing the transforming properties of Coupler in the operating frequency range, together with the apparatus of the theory of complex variables, in particular with the method of conformal maps of fractional linear functions, it was possible to solve a number of applied problems.

A method for calculating the area of consistent loads of discretely tunable power circuits of arbitrary structure has been developed. For completeness of the result, the case of matching a generator with a complex value of internal resistance with a given quality (with an acceptable value of the traveling wave coefficient) has been considered. The proposed approach to matching assumes that for any possible antenna load there must be appropriate combinations of discretely tunable elements of the Coupler power circuit that ensure matching with a given quality.

The design ratio for images of arbitrary circles and straight lines conformally mapped by a matching quadrilateral to a given complex domain (i.e., expressions for calculating the coordinates of the circle center and its radius, as well as coefficients of the equation of straight lines) has been obtained.

Studies of the matching properties of various circuits implemented on discrete elements have been carried out. The results of this study are important when choosing the structural design of the Coupler power circuit.

Calculation formulas are obtained that allow us to estimate the relative losses of active power in the Coupler power circuit. This contributes to the reasonable choice of the best configuration option from several, similar in quality matching, thereby avoiding complicated temperature settings of the circuit elements.

An exhaustive search method of tuning the discrete contour of the Coupler has been proposed, which is extremely simple and does not require heavy calculations with matrices and complex numbers.

Keywords: antenna tuning units, Volpert-Smith chart, linear fractional function, conformal mapping, complex plane.

Получено 24.08.2023

Образец цитирования

Изво́льский А. А. Некоторые практические приложения матричной модели дискретно перестраиваемых согласующих антенных устройств // Вестник ИЖГТУ имени М. Т. Калашникова. 2023. Т. 26, № 3. С. 82–95. DOI: 10.22213/2413-1172-2023-3-82-95.

For Citation

Izvolsky A.A. (2023) [Some Practical Applications of Discretely Tunable Couplers' Matrix Model]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2023, vol. 26, no. 32, pp. 82-95 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2023-3-82-95.