

УДК 621.391

DOI: 10.22213/2413-1172-2020-2-69-81

**Расширение частотной полосы согласования антенн
с помощью реактивных элементов*****Б. П. Верба**, аспирант, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия**К. В. Шишаков**, доктор технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия

Системно рассмотрены традиционные подходы к расширению частотных полос согласования антенн с помощью реактивных цепей. Обсуждены критерии эффективности и особенности синтеза согласующих контуров. Проанализирована оценка предельного расширения частотной полосы пассивного согласования антенн контурами на реактивных элементах. Независимо от сложности и количества согласующих контуров получаемая полоса пассивного согласования ограничивается некоторой областью, размер которой обратно пропорционален добротности согласуемой антенны. Показано, что несколько расширить ее для высоккодобротных антенн можно с помощью введения резистивных элементов в дополнительные одноконтурные согласующие модули.

Рассмотрен синтез активно настраиваемых тюнеров на реактивных элементах для согласования широкополосных радиотерминалов, и выполнен анализ процессов автоматического регулирования в нем. Показано, что их структурная сложность и эффективность работы тоже зависят от добротности антенн.

Приведена методика синтеза согласующей цепи для пассивного узкополосного согласования на нескольких частотах для многодиапазонных антенн. Сначала выбирается основная структура согласующей цепи, и для требуемых частот находятся ее реактивные сопротивления и реактивные проводимости. Далее наборы этих реактивных сопротивлений и проводимостей реализуются через синтез реактивных структур в виде первой и второй форм Фостера.

Выполнено моделирование влияния выбора структуры согласующего устройства на расширение частотной полосы согласования высоккодобротных антенн. При синтезе многоконтурных согласующих структур методом пробного моделирования небольшие преимущества получены у структур с параллельным соединением последовательных контуров.

Ключевые слова: КВ- и УКВ-антенны, согласующие устройства, тюнер, реактивные элементы, входное сопротивление, структурно-параметрический синтез.

Введение

При проектировании и производстве антенн КВ- и УКВ-диапазона достаточно часто встает задача расширения частотной полосы согласования. К таким случаям относится, во-первых, необходимость работы в расширенной полосе частот [1, 2]. Во-вторых, условия эксплуатации (например, частая смена близко расположенных окружающих проводящих предметов) могут заметно влиять на изменение входного сопротивления антенн, что ухудшает их согласование [3]. В-третьих, часто требуется конструктивно уменьшить габариты антенн [4], из-за чего обычно повышается добротность и, как следствие, сужается полоса со-

гласования [5]. Особенно это относится к укороченным КВ-антеннам, но в ряде случаев актуально и для УКВ-антенн.

Если требуется получить очень широкую полосу пассивного согласования антенн, то на практике обычно это возможно только для специальных случаев. К ним относятся антенны, имеющие активное и слабо изменяемое входное сопротивление в широкой полосе частот (например, логопериодические антенны) [6]. При его отличии от волнового сопротивления фидерной линии может быть применен широкополосный трансформатор сопротивления или же дополнительные нагрузочные резисторы [7].

В свою очередь, для высокодобротных антенн с комплексным входным сопротивлением перспективным направлением широкополосного согласования является использование нефостеровских согласующих цепей, характеризующихся отрицательной скоростью изменения от частоты [8]. Они строятся с дополнительным применением инверторов знака реактивных элементов, реализуемых на операционных усилителях или транзисторах [9]. Однако, несмотря на свои преимущества по широкополосному согласованию, на практике такие цепи могут оказаться нестабильными и склонными к самовозбуждению. Поэтому они требуют углубленного анализа в классе цепей с обратными связями.

В настоящее время традиционно решаемыми задачами в проектировании и производстве различных классов антенн являются [10]: 1) небольшое расширение полосы пассивного узкополосного согласования – для узкополосных антенн; 2) разработка активно перестраиваемого в широкой полосе частот согласующего тюнера с узким окном согласования – для широкополосных радиотерминалов; 3) одновременное пассивное узкополосное согласование на нескольких частотах – для многодиапазонных антенн.

Целью исследования является системное рассмотрение этих задач для разработки и производства сложных антенных систем КВ- и УКВ-диапазона длин волн. При этом синтез согласующих контуров будем выполнять преимущественно на реактивных элементах.

Критерии эффективности и особенности синтеза согласующих контуров

Основным критерием эффективности согласования общепринято считается ограничение на коэффициент стоячей волны (КСВ*) или на коэффициент отражения Γ^* [11]. В качестве дополнительных критериев для структурно-параметрического синтеза согласующих устройств (СУ) могут быть выбраны: 1) наименьшее число элементов в СУ; 2) наименьшие (или ограниченные по величине) потери в СУ из-за использования резистивных элементов и реактивных элементов с невысокой добротностью; 3) наименьшая частотная изменчивость характеристик СУ (связана с амплитудами сопротивлений применяемых индуктивных и емкостных реактивностей); 4) преимущественная реализация СУ на определенном типе реактивных элементов (индуктивных или емкостных); 5) повышенная (или заданная) надежность СУ с учетом характеристик надежности составляющих элементов; 6) уменьшенная (или ограниченная)

стоимость; 7) другие критерии, связанные со спецификой производства.

В целом задачу структурно-параметрического синтеза эффективного согласующего устройства можно сформулировать как достижение требуемого основного критерия эффективности с учетом дополнительных критериев эффективности и обеспечением по возможности более широкой частотной полосы согласования. При этом следует учитывать следующие особенности [12].

Во-первых, без задания дополнительных критериев оптимизации вариантов синтезируемых СУ в общем случае имеется очень большое количество (так как количество путей движения к центру диаграммы Смита неограничено). Поэтому в ряде практических случаев удобно использовать технологически отлаженные контуры согласования с помощью дополнительной настройки на выходе. Во-вторых, дополнительные критерии оптимизации могут быть выбраны разными, однако на практике их значимость при структурно-параметрическом синтезе обычно невысока. В-третьих, большинство индуктивно-емкостных согласующих устройств обеспечивают небольшую частотную полосу согласования, которая для комплексных нагрузок высокой добротности (отношение реактивной части сопротивления к его активной части) получается достаточно узкой. Так как с помощью применения многоконтурных согласующих реактивных цепей ее значительно расширить не удается, поэтому на практике часто ограничиваются двумя-тремя контурами [13]. Иначе обусловленность синтезируемой многоконтурной структуры будет ухудшаться без достижения существенного выигрыша по полосе согласования. Вследствие этого более эффективным способом расширения полосы пассивного согласования считается использование активно-реактивных согласующих цепей.

В практической работе перечисленные особенности обычно принимаются во внимание в качестве начальных условий. Последовательность синтеза согласующего устройства часто состоит из следующих шагов: 1) эвристический выбор вариантов эффективных структур СУ (на основе накопленного опыта, а также их предварительного анализа на диаграмме Смита); 2) расчет параметров выбранных структур; 3) расчет основного и дополнительных критериев эффективности; 4) определение частотной полосы согласования; 5) сравнение проанализированных вариантов и выбор из них наилучшего рабочего варианта.

Оценка предельного расширения частотной полосы пассивного согласования антенн

Выполнение согласования с расширением частотной полосы предполагает: 1) выполнение согласования на центральной частоте полосы: коэффициент отражения $|\Gamma| \rightarrow 0$ (или коэффициент стоячей волны КСВ $\rightarrow 1$); 2) уменьшение скорости рассогласования в ее окрестности.

Последнее с учетом общеизвестных зависимостей

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{вх}} - Z_{\text{в}}}{Z_{\text{вх}} + Z_{\text{в}}}; \quad (1)$$

$$|\Gamma| = \frac{\text{КСВ} - 1}{\text{КСВ} + 1}$$

может быть заменено на уменьшение скорости изменения по частоте входного сопротивления $Z_{\text{вх}}(\omega)$ (в некоторых случаях это будет эквивалентно уменьшению первого члена ряда разложения по частоте) антенно-фидерного устройства (АФУ), состоящего из антенны и СУ (здесь $Z_{\text{в}}$ – волновое сопротивление линии передачи).

Ширина полосы пассивного согласования оценивается из условия $\text{КСВ} \leq \text{КСВ}^*$ (или $|\Gamma| \leq \Gamma^*$). С учетом (1) имеют место соответствия $\text{КСВ} \leq 2 \Leftrightarrow |\Gamma| \leq 1/3$; $\text{КСВ} \leq 3 \Leftrightarrow |\Gamma| \leq 0,5$; $\text{КСВ} \leq 1,2 \Leftrightarrow |\Gamma| \leq 1/6$. При этом в децибелах случай $|\Gamma| \leq 1/3$ будет эквивалентен $20 \lg(1/3) \approx -10$ дБ. В свою очередь, коэффициент пропускания $|S_{21}|$ связан с коэффициентом отражения $|S_{11}| \equiv |\Gamma|$ по формуле $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ (здесь S_{11}, S_{21} – элементы матрицы рассеяния).

Из практики известно, что получаемая полоса согласования $\Delta\omega$ оказывается связанной с добротностью согласуемой нагрузки:

$$Q_{\text{н}} = X_{\text{н}}/R_{\text{н}}.$$

Получим такую зависимость на примере простой схемы, приведенной на рис. 1, а. В ней сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}} = R - j/C\omega$, а согласование выполнено с помощью компенсирующей индуктивности $X_{\text{комп}} = L\omega$ (при необходимости в нее может быть включен трансформатор сопротивлений, преобразующий $Z_{\text{в}} \rightarrow R$). Тогда, приняв входное сопротивление $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}} = R + j(L\omega - 1/C\omega)$, $R = Z_{\text{в}}$, и обозначив $\Delta_{\text{вх}}(\omega) \equiv (L\omega - 1/C\omega)/2R\Delta$, будем иметь из (1)

$$\Gamma = jX_{\text{вх}}/(2R + jX_{\text{вх}}) = j\Delta_{\text{вх}}/(1 + j\Delta_{\text{вх}}). \quad (2)$$

В малой окрестности центральной частоты согласования при малых Γ :

$$\omega = \omega_{\text{ц}}(1 \pm \delta\omega), \quad L\omega_{\text{ц}} - 1/C\omega_{\text{ц}} = 0,$$

$$\delta\omega \equiv \Delta\omega/\omega_{\text{ц}} \rightarrow 0, \quad |\Gamma|^2 = \Delta_{\text{вх}}^2 / (1 + \Delta_{\text{вх}}^2) \approx \Delta_{\text{вх}}^2, \quad (3)$$

$$\Delta_{\text{вх}}^2(\omega) = Q_{\text{н}}(\omega/\omega_{\text{ц}} - \omega_{\text{ц}}/\omega)/2 \approx \pm\delta\omega Q_{\text{н}},$$

где добротность нагрузки $Q_{\text{н}} = 1/RC\omega_{\text{ц}} = L\omega_{\text{ц}}/R$.

В итоге относительная полоса согласования оценивается величиной

$$2\delta\omega^* \approx 2\Gamma^*/Q_{\text{н}}. \quad (4)$$

Заметим, что для произвольного входного сопротивления антенн такого типа зависимость следует находить из условия $|\Gamma| \leq \Gamma^*$ с учетом (1):

$$\begin{aligned} (1 - R_{\text{вх}}/Z_{\text{в}})^2 + (X_{\text{вх}}/Z_{\text{в}})^2 &\leq \\ &\leq \left[(1 + R_{\text{вх}}/Z_{\text{в}})^2 + (X_{\text{вх}}/Z_{\text{в}})^2 \right] \Gamma^{*2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow (1 + Q_{\text{вх}}^2)(R_{\text{вх}}/Z_{\text{в}})^2 \leq \\ &\leq 2 \left[(1 + \Gamma^{*2}) / (1 - \Gamma^{*2}) \right] (R_{\text{вх}}/Z_{\text{в}}) - 1, \end{aligned} \quad (5)$$

$$Q_{\text{вх}} \equiv X_{\text{вх}}/R_{\text{вх}}.$$

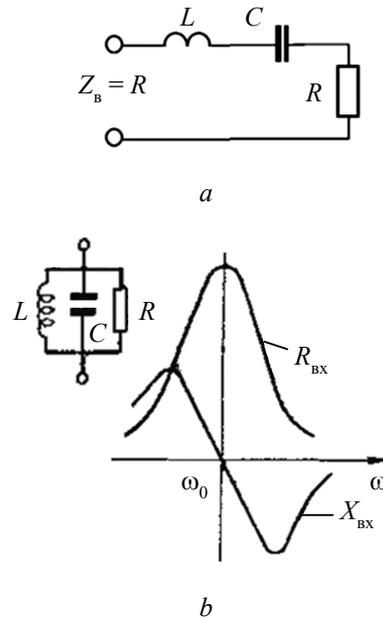


Рис. 1. Вариант простой электрической схемы (а) и низкодобротный параллельный колебательный контур (б)

Fig. 1. Option of a simple electric circuit (a) and low-sound parallel oscillatory contour (b)

Можно также использовать известный общий результат Фано [14]

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega = \pi \omega_{\text{ц}} / Q_{\text{н}}, \quad (6)$$

который показывает, что для согласования комплексной нагрузки и линии передачи какие бы ни были использованы многоконтурные реактивные цепи, интеграл по всей частотной области от $\ln(1/|\Gamma|)$ ограничен. Иллюстрация этого приведена на рис. 2, где обозначено $\Gamma \equiv S$.

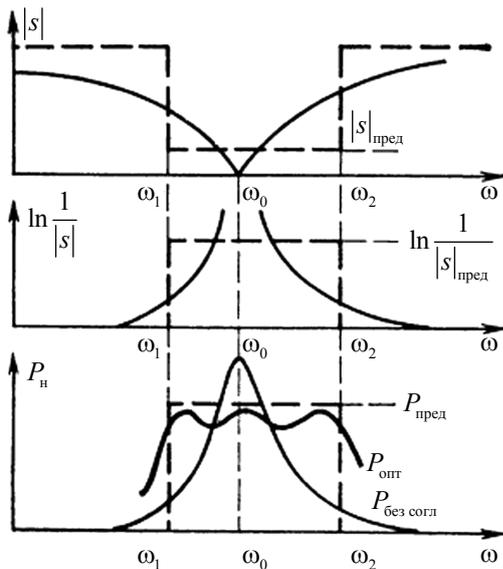


Рис. 2. Иллюстрация ухудшения качества согласования при расширении полосы согласования

Fig. 2. Illustration of deterioration of coordination at expansion with strip coordination

Предельная полоса многоконтурного согласования соответствует случаю $|\Gamma(\omega)| \approx \Gamma^*$. Тогда если в полосе согласования принять $\Gamma = \Gamma^* \equiv S_{\text{пред}}$, а за ее пределами $\Gamma = 1$, получим близкий к (4) результат

$$\begin{aligned} 2\delta\omega^* &= \pi / [\ln(1/\Gamma^*) Q_{\text{н}}] \approx \\ &\approx \pi / [(1/\Gamma^* - 1) Q_{\text{н}}] \approx \pi \Gamma^* / Q_{\text{н}}, \end{aligned} \quad (7)$$

из которого видно, что предельная полоса согласования становится очень узкой для высокодобротных нагрузок.

Кроме того, так как условие (6) показывает ограниченность площади для функции $\ln(1/|\Gamma|)$ на частотной оси, комплексную нагрузку удается идеально согласовать ($\Gamma = 0$) реактивными многоконтурными цепями только в одной или нескольких точках частотной оси. Причем между

этимися точками идеального согласования могут находиться области значительного рассогласования.

Чтобы расширить полосу пассивного согласования для высокодобротных нагрузок (к которым относится в том числе большой класс значительно укороченных антенн), на практике применяют следующие методы: 1) изменяют характеристики нагрузки (конструкцию антенны); 2) уменьшают добротность нагрузки дополнительными нагрузочными резисторами; 3) используют для согласования активно-реактивные цепи с дополнительным включением резисторных элементов; 4) начинают применять активные нефостеровские согласующие цепи с отрицательной скоростью изменения реактивных сопротивлений от частоты (из-за своей специфики такие нетрадиционные цепи являются отдельным предметом исследований).

Кратко охарактеризуем первые три метода. Так, при изменении конструкции антенны стремятся точку питания приблизить к точке пучности напряжения. При этом реактивная составляющая входного сопротивления антенны будет уменьшаться, уменьшая добротность $Q_{\text{н}} = X_{\text{н}}/R_{\text{н}}$ в (7). В свою очередь, добавление к нагрузке дополнительных нагрузочных резисторов приведет к некоторому увеличению $R_{\text{н}}$, но при этом большую добротность $Q_{\text{н}}$ сильно не уменьшит.

Более эффективным для высокодобротных антенн является введение дополнительных резисторов в СУ. Для этого к узкополосному согласующему контуру нужно дополнительно подключить корректирующую цепь из реактивных и резисторных элементов, создающую отрицательную скорость изменения реактивного сопротивления по частоте.

Например, если для рассматриваемой ранее схемы на рис. 1, а с $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}} = R - j/C\omega$ вместо компенсирующей индуктивности $X_{\text{комп}}(\omega) = L\omega$ создать компенсирующее звено с отрицательной емкостью $X_{\text{комп}}(\omega) \approx \approx L_{\text{комп}}\omega + 1/C_{\text{комп}}\omega$, то вместо (4) будем иметь

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}}(\omega) &= R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}} = R_{\text{н}} + j[X_{\text{н}} + X_{\text{комп}}(\omega)]; \\ 2\delta\omega^* &\approx 2\Gamma^*/Q_{\text{эф}}, \end{aligned} \quad (8)$$

где добротность $Q_{\text{эф}} = L_{\text{комп}}\omega_{\text{ц}}/R = (1/R\omega_{\text{ц}}) \times \times (1/C - 1/C_{\text{комп}})$ уменьшилась.

Наиболее простым примером такой добавляемой цепи является показанный на рис. 1, б

низкодобротный параллельный колебательный контур, состоящий из индуктивности L , емкости C и нагрузочного активного сопротивления R (несколько ухудшающего общее КПД).

Его входная проводимость вблизи резонансной частоты ($C\omega_c = 1/L\omega_c$)

$$\begin{aligned} 1/Z_{\text{вх}} &= 1/R + j(C\omega - 1/L\omega) \approx \\ &\approx 1/R + j(C\omega_c + 1/L\omega_c)\delta\omega \end{aligned} \quad (9)$$

имеет реактивную составляющую с положительной скоростью изменения по частоте. Поэтому входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ вблизи ω_c будет иметь отрицательную производную от $X_{\text{вх}}$ по частоте.

Другим примером цепи с похожими свойствами является последовательное соединение двух параллельных колебательных контуров с близкими резонансными частотами. Между этими частотами также удается получить отрицательную производную от $X_{\text{вх}}$ по частоте.

Синтез активно настраиваемых тюнеров для согласования широкополосных радиотерминалов

При работе широкополосных радиотерминалов на высокочастотных антеннах обычно применяют активно настраиваемые согласующие тюнеры простой внутренней структуры. В качестве их структуры наиболее часто выбирают Γ -образные индуктивно-емкостные цепи (LC -контур) с достаточно узкими полосами согласования, но широком диапазоном автоматической дискретной подстройки индуктивностей и емкостей. Использование многоконтурных реактивных цепей для расширения полосы согласования тюнера не всегда рекомендуется, так как повысится громоздкость СУ (уменьшится его надежность), а также в таких схемах могут сильнее проявляться локальные экстремумы коэффициента отражения $|\Gamma|$ по частоте.

Процесс автоматического управления тюнером может выполняться как через обратную связь по коэффициенту отражения, так и через обратную связь по входному сопротивлению.

Если следящее управление тюнером организовано через обратную связь по коэффициенту отражения Γ (измеряется через отношение напряжения отраженной волны $U_{\text{отр}}$ к напряжению падающей волны $U_{\text{пад}}$ как $\Gamma = U_{\text{отр}}/U_{\text{пад}}$), то применяют два этапа автоматической настройки тюнера. На первом этапе выполняется настройка тюнера по грубой сетке частот. Это может быть заданное программное переключение СУ

на соответствующую частоту, или же быстрое активное сканирование по грубой сетке в поисках основной рабочей частоты. Заметим, что тюнер имеет узкую полосу пассивного согласования, и поэтому он дополнительно является узкополосным перестраиваемым по частоте полосовым фильтром. При этом вне полосы согласования имеем слабую чувствительность критерия настройки, так как $\Gamma \rightarrow 1$. В результате первого этапа определяется окно уточняющего согласования (между отсчетами сетки частот).

После захвата тюнером небольшой области вокруг рабочей частоты радиосвязи включается в работу второй уровень тонкого согласования. Его задачами являются как адаптивное отслеживание ухода рабочей частоты, так и адаптивная настройка параметров согласующего устройства на эксплуатационное изменение комплексного сопротивления антенны (например, из-за влияния магнитного поля Земли, близко расположенных металлических предметов и т. д.).

Разделение этих двух уровней согласования (грубого и тонкого) производится по длине шага грубой сетки частот, который в общем случае должен уменьшаться при удалении от резонансной частоты антенны.

С точки зрения адаптивного согласования на первом уровне формируется начальная точка градиентного поиска экстремума функционала согласования, а на втором уровне выполняется уточняющий процесс поиска экстремума. Чтобы не было замедления градиентного поиска на начальных участках, они должны выбираться в областях сильного изменения функционала.

Сделаем соответствующие оценки на примере электрической схемы, показанной на рис. 1, а. При этом за критерий адаптации примем модуль коэффициента отражения. Для этого случая в соответствии с (3) имеем

$$|\Gamma|^2 = \Delta_{\text{вх}}^2 / (1 + \Delta_{\text{вх}}^2) \in [0, 1], \quad \Delta_{\text{вх}}(\omega) \approx \delta\omega Q_n.$$

Отсюда видно, что функция $|\Gamma(\delta\omega)|^2$ получилась выпуклой, что указывает на отсутствие паразитных локальных экстремумов в малой частотной области адаптации. Кроме того, функция $|\Gamma(\delta\omega)|$ имеет сильно выраженный экстремум, что будет обеспечивать высокоточное слежение по частоте. При этом надо учитывать, что шаг подстройки по частоте связан с шагом подстройки компенсирующей индуктивности нелинейно, что вытекает, например, из формулы $\omega^2 = 1/(C_n L_{\text{комп}})$.

Оценим ширину области адаптивной подстройки СУ. Так как $|\Gamma| \leq 1$, область значительной скорости изменения $|\Gamma|$ с частотой можно ограничить величиной

$$|\Gamma| \leq 0,7 \Rightarrow |\Gamma|^2 \leq 1/2 \Rightarrow \Delta_{\text{вх}}^2 \leq 1 \Rightarrow 2\delta\omega \leq 2/Q_n. \quad (10)$$

Тогда для случая $\Gamma^* = 1/3$ ($KCB = 2$) она будет всего в три раза шире полосы согласования (4). То есть для высокочастотных нагрузок потребуются достаточно частые частотные сетки первоначальной настройки согласующего устройства. Иначе адаптивная подстройка будет замедляться по времени, а также может застревать на локальных экстремумах, не совпадающих с частотой радиосвязи. Похожими свойствами будут характеризоваться и другие варианты электрических схем антенн и СУ. Только их анализ будет более сложен.

При организации следающего управления тюнером через обратную связь по входному сопротивлению ($Z_{\text{вх}} = U/I$, $U = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}$, $I = [U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}]/Z_B$) будем иметь сильную чувствительность ошибки обратной связи ($\Delta Z = Z_{\text{вх}} - Z_B$) от величины частотной расстройки, поэтому здесь можно добиться более быстрой работы этапа грубой настройки тюнера.

В такой системе предварительно измеряются значения входного сопротивления для всех комбинаций индуктивностей и емкостей в переключаемом тюнере – это режим настройки тюнера на антенну. Далее вычисляется и запоминается матрица приращений входного сопротивления при разных изменениях дискретных структур индуктивностей и емкостей. С ее помощью в режиме работы следающей обратной связи для компенсации измеренной ошибки ΔZ выбирается нужное переключение тюнера. При этом связь ошибки ΔZ с коэффициентом отражения Γ описывается формулой (1).

Для расширения ячеек сетки первоначальной настройки СУ требуется всемерно уменьшать добротность $Q_{\text{эф}}$ в (8). Например, сразу после нагрузки может быть введен дополнительный промежуточный уровень согласования с помощью ранее рассмотренного низкодобротного параллельного колебательного контура, приведенного на рис. 1, *b*. Однако его структуру тоже потребуется программно переключать, чтобы отслеживать по частоте небольшую область отрицательной емкости. В результате будем иметь дополнительное усложнение СУ. Поэтому для высокочастотных антенн более перспективным

представляется введение нефостеровских активно-реактивных элементов типа отрицательной емкости и отрицательной индуктивности (для соответствующих случаев).

Возможности обеспечения пассивного узкополосного согласования на нескольких частотах для многодиапазонных антенн

Синтез пассивного узкополосного согласования на нескольких частотах для многодиапазонных АФУ может быть выполнен через последовательное решение трех связанных задач. Основной из них является синтез единой структуры для многодиапазонного согласования. Такая структура, состоящая из комбинаций реактивных сопротивлений и реактивных проводимостей, выбирается с помощью методик синтеза по диаграмме Смита.

Наиболее просто ее выбрать в виде Γ -образной индуктивно-емкостной цепи, состоящей из последовательного и параллельного соединения реактивностей. В зависимости от частотного распределения комплексного сопротивления антенны $Z_n(\omega)$ по диаграмме Смита находятся требуемые частотные распределения реактивных сопротивлений $X(\omega)$ и проводимости $B(\omega)$. Последние синтезируются с помощью многозвенных реактивных цепей, как показано в следующих двух задачах.

В качестве первой вспомогательной задачи рассмотрим задачу синтеза реактивного сопротивления с заданной частотной характеристикой. Для этого разложим синтезируемое сопротивление по функциям с независимыми частотными откликами. Такими функциями являются: емкость, индуктивность и параллельный колебательный контур (рис. 3, *a*, *b*).

Они имеют реактивные сопротивления, соответственно,

$$X(\omega) = \left\{ L\omega; 1/C\omega; -L(\omega)/[CL\omega^2 - 1] \right\} = \\ = (1/C) \left[\omega/(\omega_p^2 - \omega^2) \right], (\omega_p^2 = 1/LC) \left. \right\}.$$

Представим их в виде

$$X_i(\omega) = \{ A_i f_i(\omega) \}; \\ f_i(\omega) \equiv \left\{ \omega; 1/\omega; \omega/(\omega^2 - \omega_{pi}^2) \right\}; \quad (11) \\ A_i \equiv \{ L; 1/C; 1/C_i \}.$$

Тогда сопротивление цепи из последовательного соединения таких реактивных элементов (рис. 3, *c*; первая форма Фостера)

$$X(\omega) = \sum A_i f_i(\omega). \quad (12)$$

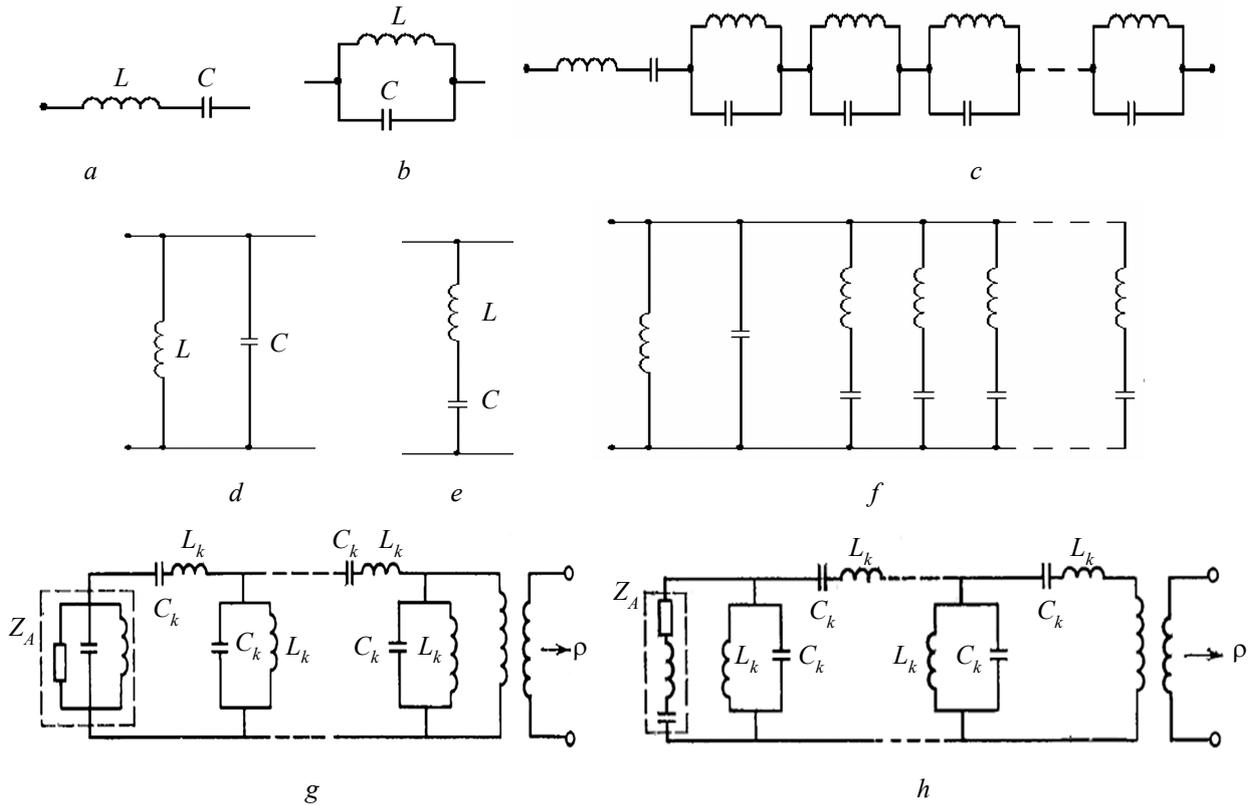


Рис. 3. Варианты индуктивно-емкостных пар (a, b, d, e) и формируемые из них согласующие широкополосные структуры (c, f, g, h)

Fig. 3. Options of inductance-capacitor couples (a, b, d, e) and the coordinating broadband structures formed of them (c, f, g, h)

Далее эту функцию можно приближать к заданной как на выбранных значениях частот $\{\omega_k\}$ (для многодиапазонных нагрузок), так и через минимизацию интегрального критерия квадрата ошибки по небольшому частотному интервалу (для расширения полосы согласования). В результате решения получаемой системы линейных алгебраических уравнений вычисляются коэффициенты $\{A_i\}$, а через них и $\{\omega_{pi}\}$ – соответствующие $\{L\}$ и $\{C\}$.

Заметим, что некоторые из найденных значений $\{A_i\}$ могут оказаться отрицательными, что противоречит их физической реализуемости. Чтобы этого не было, задачу минимизации интегрального критерия квадрата ошибки по частотному интервалу следует решать при дополнительных ограничениях $A_i \geq 0$.

Если же функцию (12) приближаем к требуемой на выбранных значениях частот $\{\omega_k\}$, то для выполнения условий $A_i \geq 0$ дополнительно нужно специально подбирать ω_{pi} в функциях $f_i(\omega) = \omega / (\omega^2 - \omega_{pi}^2)$. При этом дополнительным критерием выбора $\{\omega_{pi}\}$ можно принять скорость изменяемости (12) по частоте.

В некоторых случаях при близких значениях ω_{pi} и ω_i может оказаться достаточным для решения задачи просто зеркально переместить ω_{pi} через ω_i , что приведет к смене знака соответствующей функции $f_i(\omega)$. Однако для близких ω_{pi} и ω_i чувствительность (12) к изменению частоты возрастет.

В качестве второй вспомогательной задачи рассмотрим задачу синтеза реактивной проводимости с заданной частотной характеристикой. В этом случае синтезируемую проводимость $Y = 1/Z = G + jB = jB(\omega)$ представим в виде суммы параллельно соединенных проводимостей (рис. 3, d, e):

$$B(\omega) = \left\{ C\omega; 1/L\omega; -C\omega / [CL\omega^2 - 1] \right\} = (1/L) \left[\omega / (\omega_p^2 - \omega^2) \right], (\omega_p^2 = 1/LC)$$

В результате задача для $B(\omega)$ (рис. 3, f; вторая форма Фостера) представляется и решается аналогично (11), (12). Такой подход позволяет с помощью одной и той же вычислительной процедуры синтезировать сложные частотные рас-

пределения реактивных сопротивлений и реактивных проводимостей.

Заметим, что аналогичной методикой можно для многодиапазонных АФУ синтезировать согласующие устройства из трех и более агрегированных реактивных элементов в основной согласующей структуре.

В общем же случае могут быть выбраны и другие структуры для синтеза многоконтурных согласующих устройств с расширенной полосой согласования. При этом из-за ограниченности полосы согласования предпочтение отдают структурам, похожим на структуры полосовых фильтров на реактивных элементах. Так, если электрический эквивалент нагрузки представлен последовательным колебательным контуром, то в схеме рекомендуют чередовать пары внутренних контуров «параллельный колебательный контур → последовательный колебательный контур» (рис. 3, *g*). А если электрический эквивалент нагрузки представлен параллельным колебательным контуром, то в схеме чередуются пары внутренних контуров «последовательный колебательный контур → параллельный колебательный контур» (рис. 3, *h*). При этом для двух – трех звеньевых пар расчет согласующего устройства несложно выполнить типовыми процедурами анализа электрических цепей, без использования общей теории синтеза многосвязных структур. Такие расчеты широко представлены в разных справочниках.

Моделирование влияния выбора структуры СУ на расширение частотной полосы согласования антенн

На конкретных примерах покажем, насколько выбор варианта построения электрической схемы согласующего устройства влияет на расширение полосы пассивного согласования антенн.

При этом моделирование проведем в программе RFSim99. Для работы в ней предварительно требуется выбрать электрический эквивалент согласуемой антенны, который на рис. 4 обведем пунктирным прямоугольником.

В качестве первого примера рассмотрим антенну с уменьшенным размахом плеч, описанную в статье [15]. Для нее требовалось на основе практического опыта выбрать структуру СУ и подобрать его параметры для эффективного расширения полосы пассивного согласования вокруг резонансной частоты антенны (рис. 4). На рисунке 5 показаны получающиеся частотные характеристики результатов согласования.

Были исследованы следующие структуры с соответствующей настройкой параметров: 1) подключение эквивалента антенны непосредственно к источнику (рис. 4, *a* и 5, *a*); 2) на выравнивающем резисторе 80 Ом (рис. 4, *b* и 5, *b*); 3) на выравнивающем резисторе и последовательном контуре (рис. 4, *c* и 5, *c*); 4) на П-контуре (рис. 4, *d* и 5, *d*); 5) на неоднородных П-звеньях (рис. 4, *e* и 5, *e*); 6) вариант 1 на последовательных контурах (рис. 4, *f* и 5, *f*); 7) вариант 2 на последовательных контурах (рис. 4, *g* и 5, *g*); 8) вариант 3 на последовательных контурах (рис. 4, *h* и 5, *h*).

На графиках рис. 5 по горизонтали отложены частоты от 235 до 280 МГц, а по вертикали – от (–40) до (+10) дБ. Нижние кривые соответствуют коэффициенту отражения $|S_{11}|$, где значению (–10) дБ отвечает $|S_{11}|=1/3$. В свою очередь, верхние кривые соответствуют коэффициенту пропускания $|S_{21}|$, причем $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$. Дополнительно на диаграмме Смита наглядно изображено частотное поведение коэффициента отражения в диапазоне частот 235...280 МГц.

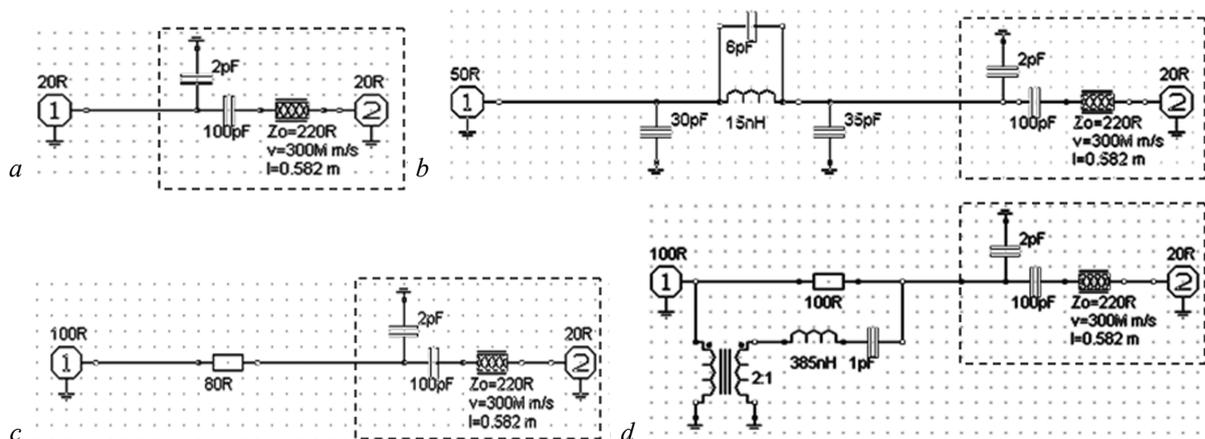


Рис. 4. Варианты согласующих структур для расширения полосы согласования вокруг резонансной частоты

Fig. 4. Options of the coordinating structures for expansion of a strip of coordination round resonant frequency

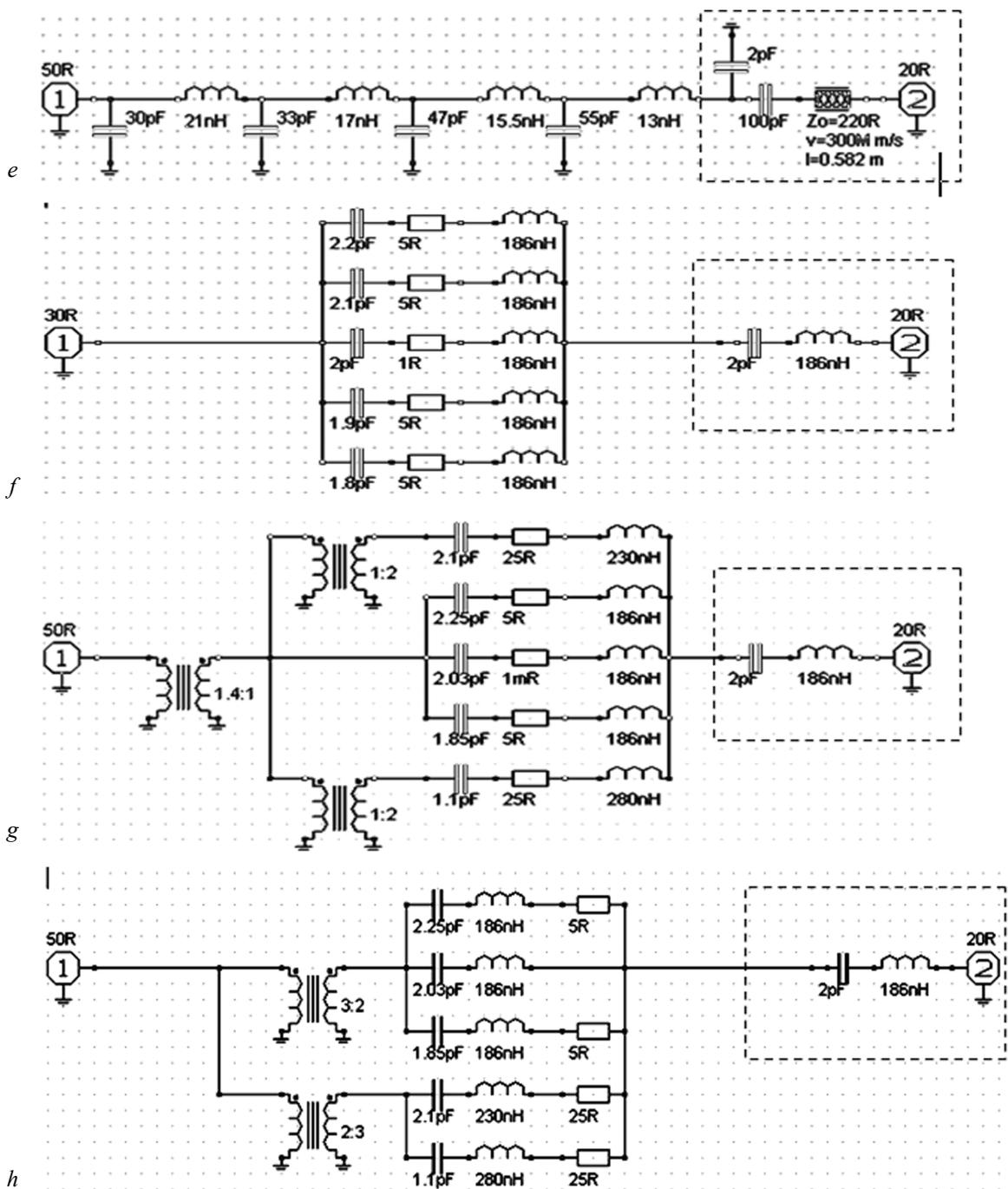


Рис. 4 (окончание). Варианты согласующих структур для расширения полосы согласования вокруг резонансной частоты

Fig. 4 (continued). Options of the coordinating structures for expansion of a strip of coordination round resonant frequency

В качестве второго примера рассмотрим обычную вибраторную КВ-антенну, расширение полосы пассивного согласования которой выполняется для случая ее сильного укорочения [16]. На рис. 6 слева показаны согласуемые нагрузки, а справа – контура согласования. Так, на частотах вблизи 15 МГц (схема на верхнем рисунке) получилась полоса $\Delta f = 15,44 -$

$- 13,82 = 1,62$ МГц; а вблизи 20 МГц (схема на нижнем рисунке) – полоса $\Delta f = 24,4 - 18,48 = 5,92$ МГц.

В целом для расширения полосы пассивного согласования методом опытного подбора структуры достаточно эффективной оказалась параллельная цепь из последовательных колебательных контуров на близких частотах.

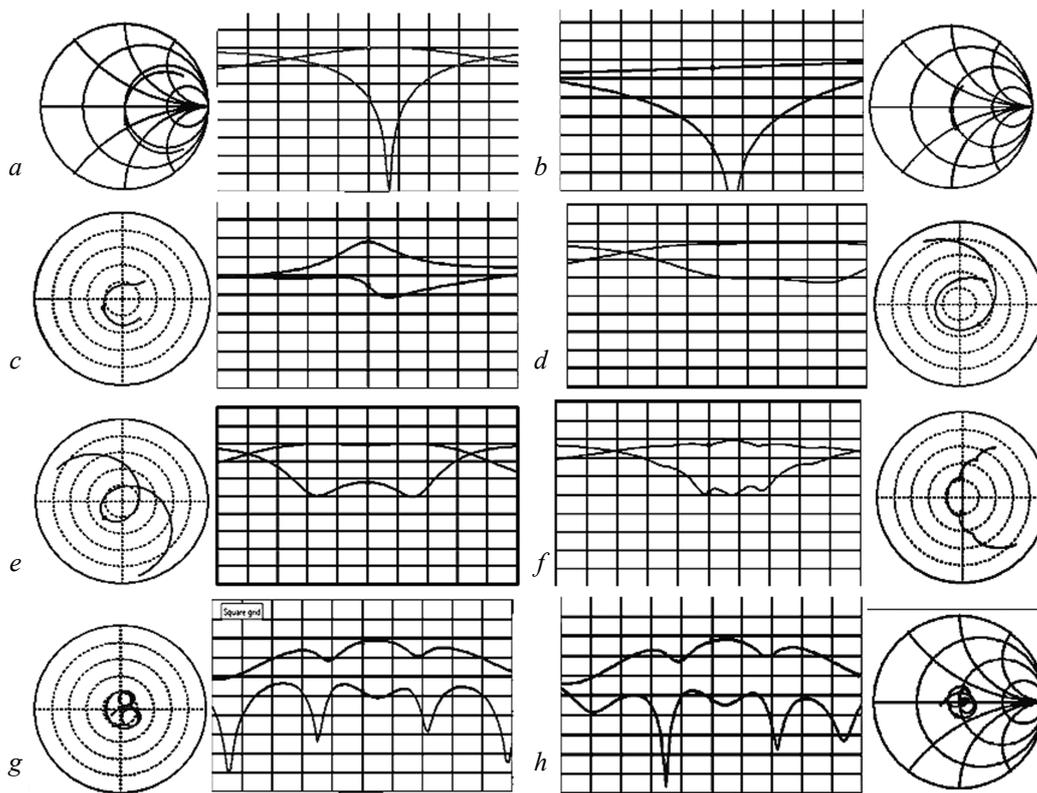


Рис. 5. Результаты согласования в полосе частот 235...280 МГц, показанные на диаграмме Смита и с разверткой по частоте (по номерам соответствуют структурам на рис. 4)

Fig. 5. Results of coordination in a strip of the frequencies 235...280 MHz shown on Smith's chart and with development on frequency

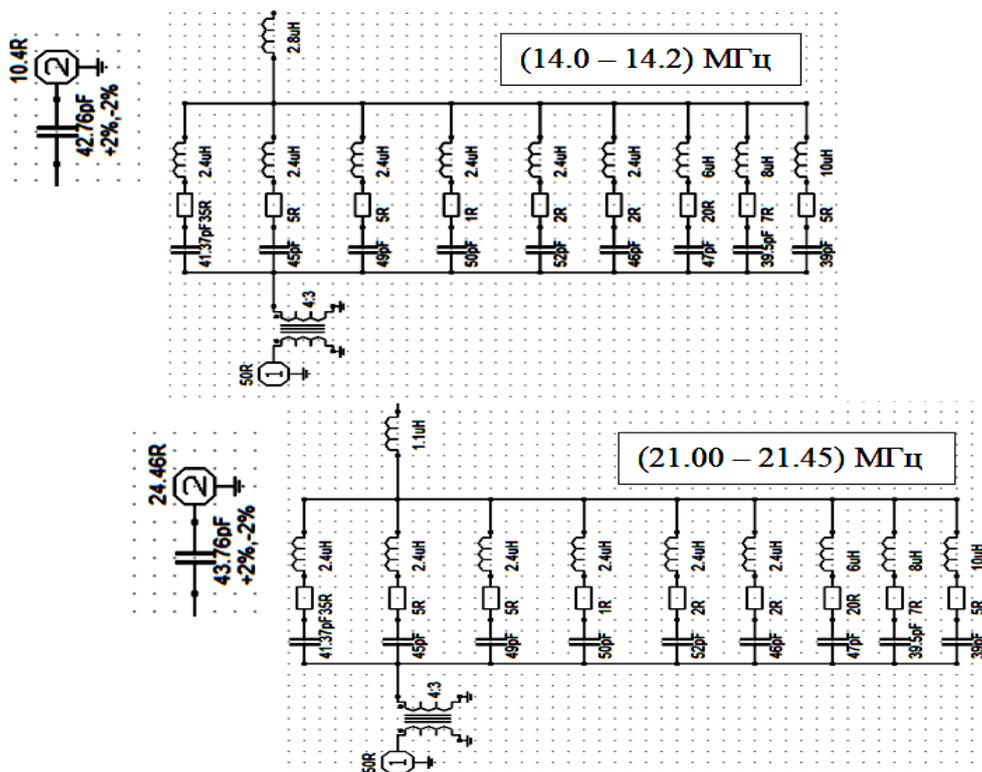


Рис. 6. Варианты согласующих структур для укороченных КВ-антенн

Fig. 6. Options of coordinating structures for the truncated HF antennas

Заключение

Таким образом, выполненная в статье систематизация традиционных подходов к расширению частотных полос согласования антенн с помощью реактивных цепей подтвердила их ограниченные возможности. При синтезе многоконтурных согласующих структур методом пробного моделирования небольшие преимущества имелись у структур с параллельным соединением последовательных контуров. Тем не менее, независимо от сложности и количества контуров, включенных в СУ, получаемая полоса пассивного согласования всегда была ограничена небольшой областью, размер которой обратно пропорционален добротности согласуемой антенны. Поэтому использование в производстве таких СУ более трех контуров связано с особой необходимостью.

Показано, что несколько расширить полосу пассивного согласования высокодобротных антенн можно с помощью введения резистивных элементов в дополнительные одноконтурные согласующие модули. Однако эти возможности также сильно ограничены.

Для более значительного расширения полосы пассивного согласования может оказаться удобнее постановку задачи синтеза согласующего устройства высокодобротных антенн заменить на более общую постановку задачи синтеза согласованной антенно-фидерной системы, состоящей из антенны и СУ. При этом одним из главных направлений ее решения становится уменьшение добротности антенны за счет изменения конструкции [17, 18].

Другим перспективным направлением значительного расширения полосы пассивного согласования высокодобротных антенн является разработка и добавление в традиционные простые схемы СУ нефостеровских элементов.

С учетом отмеченных ограничений в настоящее время для широкополосных радиотерминалов с высокодобротными антеннами преимущественно применяются согласующие тюнеры с простыми настраиваемыми структурами на реактивных элементах. Тем не менее их структурная сложность и эффективность работы тоже оказываются зависящими от добротности антенн. Для них актуальной остается та же задача расширения частотного окна слежения, которое оказывается очень узким для высокодобротных антенн.

Библиографические ссылки

1. Верба Б. П., Мосунов Д. Г., Шишаков К. В. Проектирование антенны диапазона 230...280 МГц:

моделирование основных параметров, исследование ШСУ различных типов // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2018. Т. 21, № 3. С. 149–154. DOI: 10.22213/2413-1172-2018-3-149-154.

2. Fujimoto K., Morishita H. *Modern Small Antennas*. New York, Cambridge University Press, 2013, 488 p.

3. Григоров И. Н. Антенны. Городские конструкции. М.: РадиоСофт, 2015. 304 с.

4. Гайнутдинов Т. А., Кочержевский В. Г., Гаранкина Н. И. Укороченный несимметричный петлевой вибратор // Т-Comm: Телекоммуникация и транспорт. 2016. Т. 10, № 8. С. 9–16.

5. Steve Ford. *Small Antennas for Small Spaces*. American Radio Relay League, 2016, 128 p.

6. Синтез цилиндрической фазированной антенной решетки на основе логопериодических вибраторных антенн для систем широкополосного доступа стандарта IEEE802.11, IEEE802.16 / О. А. Белоусов, Р. Ю. Курносков, П. А. Горшков, А. Г. Рязанова // Вестник ТГТУ. 2015. Т. 21, № 2. С. 266–271.

7. Вольхин Д. И., Девятков Г. Н. Синтез широкополосных трансформаторов активных сопротивлений с заданной фазовой характеристикой / Вопросы радиоэлектроники. Серия «Общетехническая». 2016. № 4. С. 77–81.

8. Головкин А. А., Можяева Е. И. Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2016. Вып. 2. С. 59–62.

9. Холодняк Д. В. Управляемые СВЧ-устройства на искусственных длинных линиях с отрицательной частотной дисперсией : дис. ... д-ра техн. наук. Санкт-Петербургский гос. электротехнический ун-т «ЛЭТИ» имени В. И. Ульянова (Ленина). 2016. 200 с.

10. Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2016, 1104 p.

11. Смирнов Е. В. Исследование влияния согласования антенн и нагрузки на эффективность поглощения приемной антенны // Т-Comm: Телекоммуникация и транспорт. 2017. Т. 11, № 12. С. 21–25.

12. Коноплицкий А. С. Структурно-параметрический синтез многополосных согласующих цепей на основе комплексного критерия соответствия идеальному фильтру // Веснік сувязі. 2020. № 1 (159).

13. Гайнутдинов Т. А., Гаранкина Н. И., Кочержевский В. Г. Двухзвенное согласующее устройство длинноволновых радиовещательных антенн // Т-Comm: Телекоммуникация и транспорт. 2015. Т. 9, № 6. С. 48–56.

14. Вольхин Д. И. Синтез широкополосных согласующих устройств с заданными фазовыми характеристиками : дис. ... канд. техн. наук. Новосибирск, 2018. 148 с.

15. Верба Б. П., Шишаков К. В. Разработка и исследование вибраторной антенны с уменьшенным размахом плеч // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2019. Т. 22, № 2. С. 99–109. DOI: 10.22213/2413-1172-2019-2-99-109.

16. Расчет и повышение эффективности основных параметров радиолиний с укороченными вибратор-

ными антеннами КВ- и УКВ-диапазона / К. В. Шишаков, М. А. Бояршинов, П. В. Караваяев, А. С. Батулин, А. В. Савельев // Интеллектуальные системы в производстве. 2016. № 4. С. 16–25.

17. Tianpeng Li, Jian Zhang, Baowei Cheng, Xue Li, Zhijian Xu, Jun Gao. Compact Wideband Dual-Frequency Antenna Based on a Simplified Composite Right/Left-Handed Transmission Line with Hilbert Curve Loading. *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019, Article ID 7380621, 8 p.

18. Yong Cheng, Jing Lu, Can Wang. Design of a Multiple Band Vehicle-Mounted Antenna. *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019, Article ID 6098014, 11 p.

References

1. Verba B.P., Mosunov D.G., Shishakov K.V. [Designing an antenna of the 230-280 MHz range: modeling of the main parameters]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2018, vol. 21, no. 3, pp. 149-154 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2018-3-149-154.

2. Fujimoto K., Morishita H. Modern Small Antennas. New York, Cambridge University Press, 2013, 488 p.

3. Grigorov I.N. *Antenny. Gorodskie konstruksii* [Antennas. City designs]. Moscow, RadioSoft Publ., 2015, 304 p. (in Russ.).

4. Gainutdinov T.A., Kocherzhevskii V.G., Garankina N.I. [The truncated asymmetrical loopback vibrator]. *T-comm: Telecommunication and transport*, 2016, vol. 10, no. 8, pp. 9-16 (in Russ.).

5. Steve Ford. Small Antennas for Small Spaces. American Radio Relay League, 2016, 128 p.

6. Belousov O.A., Kurnosov R. Yu., Gorshkov P.A., Ryazanova A.G. [Synthesis by the cylindrical phased grid antenna on the basis of the log-periodic dipole antennas for systems of broadband access of the IEE802.11, IEE802.16 standards]. *Vestnik TGTU*, 2015, vol. 21, no. 2, pp. 266-271 (in Russ.).

7. Volhin D.I., Devyatkov G.N. [Synthesis of wideband transformers of pure resistances with the set phase characteristic]. *All-technical series publ.*, 2016, no. 4, pp. 77-81 (in Russ.).

8. Golovkov A.A., Mozhaeva E.I. [Restriction of a strip of coordination of reception shtyrevykh antennas

with nefestors chains]. *Izvestiya vuzov Rossii, Radioelektronika*, 2016, no. 2, pp. 59-62 (in Russ.).

9. Holodnyak D.V. *Upravlyaemye SVCh-ustroistva na iskesstvennykh dlennykh liniykh s otritsatelnoi chastotnou dispersiei* [The managed microwave devices on artificial long lines with negative frequency dispersion]: PhD thesis, St. Petersburg, 2016, 200 p. (in Russ.).

10. Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2016, 1104 p.

11. Smirnov E.V. [Research of influence of approval of antennas and load of efficiency of absorption of the receiving antenna]. *T-Comm: Telekommunikatsii i Transport*, 2017, vol. 11, no. 12, pp. 21-25 (in Russ.).

12. Konoplytskii A.S. [Structural and parametrical synthesis of the multiband coordinating chains on the basis of complex criterion of compliance to the ideal filter]. *Vestnik svyazi*, 2020, no. 1 (in Russ.).

13. Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhevskii V.G. [Two-unit matching device of long-wave broadcasting antennas]. *T-Comm: Telekommunikatsii i Transport*, 2015, vol. 9, no. 6, pp. 48-56 (in Russ.).

14. Volhin D.I. *Sintez shirikopolosnykh soglasuyushih ustroistv s zadannymi fazovymi karakteristikami* [Synthesis of broadband matching devices with the set phase characteristics]: PhD thesis. Novosibirsk, 2018, 148 p. (in Russ.).

15. Verba B.P., Shishakov K.V. [Development and research of the dipole antenna with the reduced scope of shoulders]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2019, vol. 22, no. 2, pp. 99-109 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2019-2-99-109.

16. Shishakov K.V., Boyarshinov M.A., Karavaev P.V., Baturin A.S., Savel'ev A.V. [Calculation and increase of efficiency of key parameters of radio lines with the truncated HF and VHF dipole antennas of ranges]. *Intellektualnye sistemy v proizvodstve*, 2016, no. 4, pp. 16-25 (in Russ.).

17. Tianpeng Li, Jian Zhang, Baowei Cheng, Xue Li, Zhijian Xu, Jun Gao. Compact Wideband Dual-Frequency Antenna Based on a Simplified Composite Right/Left-Handed Transmission Line with Hilbert Curve Loading. *Int. Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019, Article ID 7380621, 8 p.

18. Yong Cheng, Jing Lu, Can Wang. Design of a Multiple Band Vehicle-Mounted Antenna. *Int. Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2019, Article ID 6098014, 11 p.

Extension of Antenna Matching Frequency Band Using Reactive Elements

B.P. Verba, Post-graduate, Kalashnikov ISTU, Izhevsk, Russia

K.V. Shishakov, DSc in Engineering, Associate Professor, Kalashnikov ISTU, Izhevsk, Russia

Traditional approaches to the expansion of frequency bands of antenna matching using reactive chains are systematically considered. Criteria of efficiency and features of synthesis of matching contours are discussed. The estimation of the limit bandwidth expansion of passive matching antennas with the contours on the reactive elements is analyzed. Regardless of the complexity and number of matching contours, the passive matching band is limited to some area whose size is inversely proportional to the quality of the matching antenna. It is shown that it is possible to expand it for high-sound antennas using the introduction of resistive elements to the additional one-planimetric matching modules.

Synthesis of actively adjusted tuners on reactive elements for matching broadband radio terminals is considered, and the analysis of automatic control processes is made. It is shown that their structural complexity and overall performance also depend on the good quality of antennas.

The technique of synthesis of the matching chain for passive narrow-band matching is given in several frequencies for multirange antennas. At first, the main structure of the matching chain gets out, and for the demanded frequencies its specific reactive resistance and conductivity are determined. Further sets of these reactive resistance and conductivity are realized through the synthesis of reactive structures in Foster's first and second forms.

Modeling the influence of a choice of structure of the matching device on the expansion of a frequency band of high-sound antennas matching is executed. At the synthesis of the multi-circuit matching structures by the method of trial modeling, small advantages are found at structures with parallel connections of consecutive contours.

Keywords: HF and VHF antennas, matching devices, antenna tuner, reactive elements, entrance resistance, structural and parametrical synthesis.

Получено 17.03.2020

Образец цитирования

Верба Б. П., Шишаков К. В. Расширение частотной полосы согласования антенн с помощью реактивных элементов // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2020. Т. 23, № 2. С. 69–81. DOI: 10.22213/2413-1172-2020-2-69-81.

For Citation

Verba B.P., Shishakov K.V. [Extension of Antenna Matching Frequency Band Using Reactive Elements]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2020, vol. 23, no. 2, pp. 69-81 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2020-2-69-81.