

УДК 621.391

DOI: 10.22213/2410-9304-2020-2-14-27

Структурно-параметрический синтез согласующих устройств для КВ- и УКВ-антенн

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 рассматриваются основные подходы к проведению структурно-параметрического синтеза согласующих устройств с учетом специфики входных сопротивлений конкретных КВ- и УКВ-антенн. Синтез структур и выбор параметров преимущественно выполняются с использованием комплексной диаграммы Смита. Для общего случая обсуждается неоднозначность получаемых результатов и влияние на них выбираемых основных и дополнительных критериев эффективности.

Варианты структур согласования синтезируются преимущественно на реактивных элементах, но в общем случае могут также включать резистивные и трансформирующие элементы. Обсуждаются варианты структур для антенн как в резонансных режимах (при отсутствии входного реактивного сопротивления), так и в нерезонансных режимах (с комплексными входными сопротивлениями). Выделены области предпочтительного использования рассмотренных структур. Показана специфика и дополнительные возможности структурно-параметрического синтеза вариантов согласования УКВ-антенн на низших частотах СВЧ. Дополнительно методами расчета электрических схем проведен структурно-параметрический синтез контуров согласования с анализом их частотных свойств.

Рассмотренная методика структурно-параметрического синтеза и полученные результаты предназначены для прикладных разработок узкополосных согласующих устройств и настраиваемых тюнеров для широкополосного согласования соответствующих КВ- и УКВ-антенн.

Ключевые слова: согласующие устройства, КВ- и УКВ-антенны, входное сопротивление антенн, диаграмма Смита, структурно-параметрический синтез.

Введение

В настоящее время известно большое количество разных вариантов типовых и уникальных антенн, предназначенных для работы в КВ- и УКВ-частотных диапазонах [1–4]. При этом часто антеннам приходится работать в нерезонансных режимах, когда входное сопротивление $Z_H = R_H + jX_H$ становится комплексным. Среди таких случаев можно выделить широкий класс укороченных антенн, а также удлиненные, многодиапазонные и широкополосные антенны.

С другой стороны, известно столь же большое количество разных вариантов согласующих устройств, реализованных на реактивных и активных элементах [5–7]. При этом для разных практических приложений уже устоялись свои типовые схемы согласования.

Тем не менее современное широкое пространство радиоканалов связи и радиопреуправления является причиной появления все новых конструкций антенн [8], гармонично увязанных с соответствующими конструкциями объектов. Такие антенны на практике могут иметь свои нетиповые частотные зависимости входного сопротивления. А при их увязке с конструкцией объекта неизбежно возникает необходимость работы в нерезонансных режимах, требующих проведения структурно-параметрического синтеза согласующих устройств [9].

Кроме этого, при работе любой антенны в широкой полосе частот неизбежны случаи, когда она будет являться удлиненной (с дополнительным индуктивным сопротивлением) или укороченной (с дополнительным емкостным сопротивлением) [10]. Современная тенденция к миниатюризации

антенн привела к появлению широкого класса сильно укороченных антенн [11], в которых реактивная составляющая X_H входного сопротивления может многократно превосходить его активную составляющую R_H .

Целью настоящей статьи является системное рассмотрение принципов проведения структурно-параметрического синтеза согласующих устройств, наиболее целесообразных для каждого конкретного значения входного сопротивления соответствующих КВ- или УКВ-антенн. Основой для этого выбрана комплексная диаграмма Смита [12]. На ней наиболее наглядно в общем случае увидеть неоднозначность такого синтеза и его зависимость от выбираемых основных и дополнительных критериев эффективности.

Применение комплексной диаграммы Смита для структурно-параметрического синтеза согласующих устройств

При анализе конкретной электрической схемы комплексная диаграмма Смита позволяет наглядно проследить преобразование сопротивлений, проводимостей и коэффициентов отражения в каждом сечении схемы.

Если же выполняется синтез электрической схемы, то комплексная диаграмма Смита предложит целое множество вариан-

тов преобразования исходного сопротивления в требуемое. Например, на рис. 1 показаны схемы преобразования разных начальных комплексных сопротивлений Z_0 в требуемые сопротивления $Z_1 (Z_0 \rightarrow Z_1)$ с помощью двух реактивных элементов.

На диаграммах Смита при последовательном добавлении емкости выполнено перемещение по r -окружности против часовой стрелки, а при добавлении индуктивности – по часовой стрелке. В свою очередь, при параллельном добавлении емкости выполнено перемещение по g -окружности по часовой стрелке, а при добавлении индуктивности – против часовой стрелки.

При увеличении количества используемых элементов число вариантов преобразований сопротивлений (или проводимостей) будет возрастать. Выбор наиболее предпочтительного из них на практике определяется: 1) критерием выбора; 2) конструктивными особенностями реализации схемы; 3) доступными реактивными элементами; 4) получающимися частотными свойствами.

Так, если за основной критерий выбора принять наименьшее количество используемых реактивных элементов, дальнейший синтез будет ограничен схемами на рис. 1.

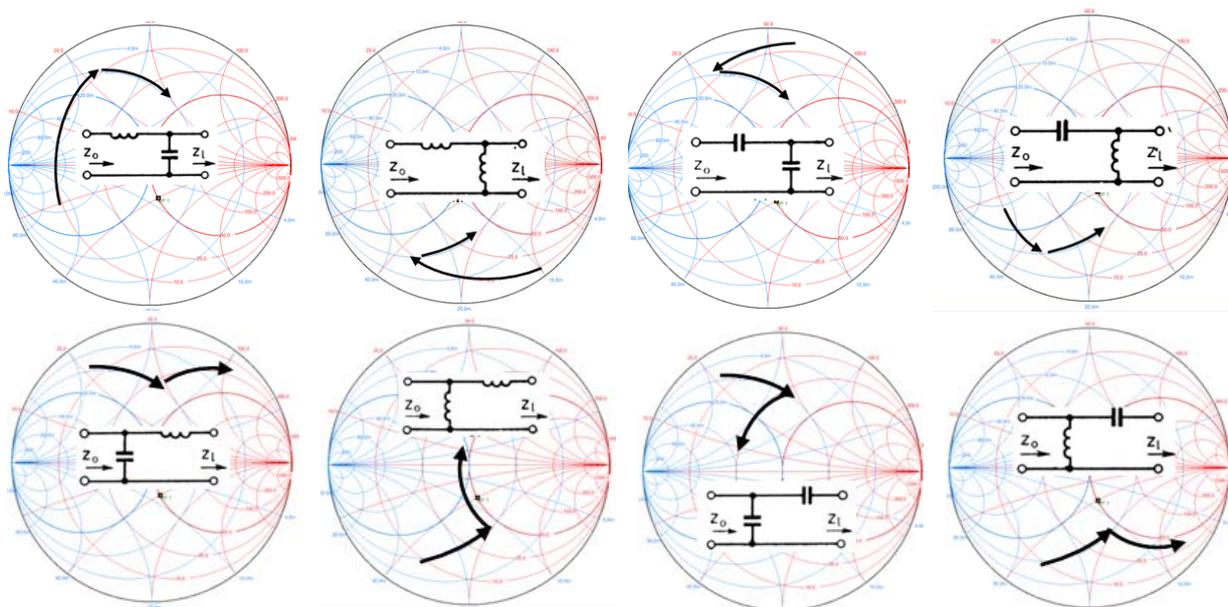


Рис. 1. Схемы преобразования сопротивления Z_0 в требуемое сопротивление $Z_1 (Z_0 \rightarrow Z_1)$ с помощью двух реактивных элементов

В ряде случаев, особенно при работе с большими реактивностями, за приоритетный критерий выбора схемы может быть принята мера уменьшения КПД. Так, на практике любой реактивный элемент характеризуется своей добротностью $Q = X/R$, которая обычно меньше 100. Поэтому для больших реактивностей дополнительные потери через создаваемые ими активные сопротивления $R = X/Q$ могут стать существенными, суммируясь в масштабах всей схемы. По такому критерию вполне может оказаться, что с помощью трехэле-

ментной структуры удастся уменьшить суммарные потери в схеме. Варианты трехэлементных Т-структур и П-структур показаны на рис. 2.

Если же за приоритетный критерий выбрать ширину частотной полосы требуемой трансформации сопротивлений, придется перейти к многоконтурным схемам из четырех, пяти и более элементов с уменьшенными по модулю реактивностями (уменьшение модулей реактивностей $|X|$ будет приводить к уменьшению скорости их изменчивости при изменении частоты).

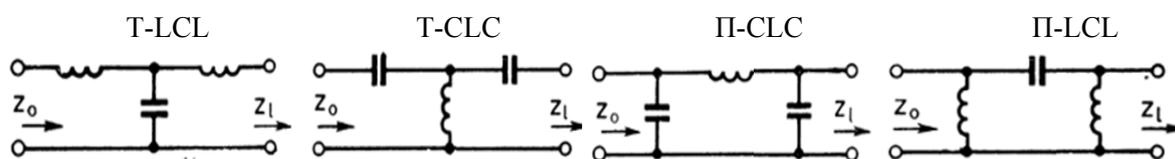


Рис. 2. Трехэлементные структуры преобразования сопротивления

Дополнительными критериями, учитываемыми при выборе структуры цепи преобразования сопротивления, могут также быть следующие. Так, цепи с параллельной емкостью (обладают интегрирующими свойствами) обычно предпочитают, когда требуется подавить в нагрузке гармоники входного сигнала. А цепи с параллельной индуктивностью (обладают дифференцирующими свойствами) могут иметь преимущества, когда необходимо убрать постоянную составляющую входного сигнала.

Варианты структур согласования с КВ- и УКВ-антеннами

Эффективность согласования характеризуется коэффициентом отражения Γ , показывающим долю отраженной волны. С модулем $|\Gamma|$ связан коэффициент стоячей волны КСВ, показывающий отношение напряжений (или токов) в пучностях и узлах создаваемой при рассогласовании стоячей волны:

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{вх}} - Z_B}{Z_{\text{вх}} + Z_B}, \quad \text{КСВ} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \geq 1.$$

На практике для КВ-диапазона обычно требуют выполнения условия: $\text{КСВ} \leq 2$, что эквивалентно условию $|\Gamma| \leq 1/3$. С повыше-

нием частоты оно становится более жестким. Например, для СВЧ-диапазона может потребоваться

$$\text{КСВ} \leq 1,2 (|\Gamma| \leq 1/6) \quad \text{или} \quad \text{КСВ} \leq 1,1 (|\Gamma| \leq 1/11).$$

При ухудшении согласования переносимая в нагрузку мощность P по отношению к своему максимальному значению P_{max} (при отсутствии рассогласования) уменьшается пропорционально величине:

$$P/P_{\text{max}} = 1 - |\Gamma|^2 = 4 / (2 + \text{КСВ} + 1/\text{КСВ}).$$

Так, при $\text{КСВ} = 2$ получаем: $P/P_{\text{max}} = 0,9$ (теряется примерно 10 % передаваемой мощности), а при $\text{КСВ} = 3$ — $P/P_{\text{max}} = 0,75$ (25 % потерь).

Не менее важным фактором рассогласованности линии с передающей антенной на практике может стать неравномерность распределения напряжения и тока, изменяющаяся с коэффициентом от $(1 - |\Gamma|)$ в узлах до $(1 + |\Gamma|)$ в пучностях.

Синтез структур согласования в общем случае различается для частот КВ+УКВ (примерно до 300 МГц) и СВЧ (выше 300 МГц).

Поскольку длины волн для частот диапазонов КВ (3 – 30 МГц; $\lambda_{\text{КВ}} = 100 \text{ м} \div 10 \text{ м}$)

и УКВ (30 – 300 МГц; $\lambda_{\text{УКВ}} = 10 \text{ м} \div 1 \text{ м}$) намного превышают размеры согласующих устройств, то синтез последних преимущественно выполняется на сосредоточенных элементах. Наиболее распространенным способом для таких узкополосных систем является индуктивно-емкостное согласование, схемы для которого показаны на рис. 1.

Заметим, что для частного случая активных нагрузок ($X = 0$) может быть выполнено широкополосное согласование с помощью трансформаторных элементов. К сожалению, оно перестает работать для комплексных нагрузок с существенными реактивными составляющими. Кроме этого, могут иметь место ограничения по частоте трансформатора.

Для частот СВЧ-длины волн (дециметровые и ниже) становятся уже сравнимы с геометрическими размерами согласующих устройств, и это позволяет расширить класс структур согласования за счет использования распределенных элементов согласования на основе отрезков линий передачи. Такие возможности кратко рассмотрим в конце статьи.

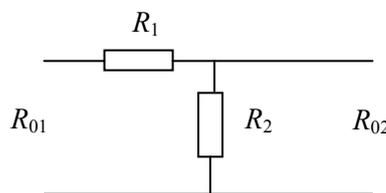


Рис. 3. Г-образная резистивная цепь согласования активной нагрузки

ВАРИАНТ 2. Широкополосное согласование с активной нагрузкой $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$ ($X_{\text{вх}} = 0$) с помощью высокочастотного трансформатора (без ухудшения КПД, не считая собственные потери в трансформаторе; их КПД ~ 70 ÷ 90 %).

Трансформаторы характеризуются отношением числа витков в его обмотках (n_1/n_2), которое называют коэффициентом трансформации. При этом токи, напряжения и сопротивления преобразуются следующим образом:

• *Варианты структур согласования с активным $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$ ($X_{\text{вх}} = 0$).*

ВАРИАНТ 1. Широкополосное согласование с активной нагрузкой с помощью резистивных элементов (для случаев приемлемого ухудшения КПД).

В случае $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} < Z_B$ согласование по входу можно выполнить, добавив к нагрузке последовательно нагрузочный резистор с сопротивлением: $R_{\text{д}} = Z_B - R_{\text{вх}}$. А в случае $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} > Z_B$ для согласования по входу потребуется добавить к нагрузке параллельно резистор с сопротивлением $R_{\text{д}}$:

$$1/Z_B = 1/R_{\text{вх}} + 1/R_{\text{д}} \Rightarrow R_{\text{д}} = Z_B R_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} - Z_B).$$

В случае же одновременного согласования сопротивлений R_{01} и R_{02} по входу и по выходу используют Г-образную резистивная цепь из двух нагрузочных резисторов с сопротивлениями R_1 и R_2 (рис. 3). В ней из условий $R_{01} = R_1 + (R_2 R_{02} / (R_2 + R_{02}))$, $R_{02} = R_2 (R_1 + R_{01}) / (R_1 + R_2 + R_{01})$ находят R_1 и R_2 .

$$R_1 = \sqrt{R_{01} (R_{01} - R_{02})}$$

$$R_2 = \sqrt{\frac{R_{01} R_{02}^2}{R_{01} - R_{02}}}$$

$$I_2 / I_1 = n_1 / n_2, \quad U_2 / U_1 = n_2 / n_1,$$

$$R_2 / R_1 = (n_2 / n_1)^2.$$

Вследствие того что число витков n_1 и n_2 в обмотках должно быть целым, имеем ограничение на величину трансформации сопротивлений R_2 / R_1 .

Если нужно отношение трансформации сопротивлений подобрать не удастся, можно использовать комбинацию трансформатора с нагрузочными резисторами, добавление которых в схему было рассмотрено ранее.

ВАРИАНТ 3. Узкополосное согласование линии передачи с активной нагрузкой $Z_{вх} = R_{вх}$ ($X_{вх} = 0$) с помощью реактивных элементов (без ухудшения КПД, не считая собственные потери в реактивных элементах).

При $Z_{вх} = R_{вх} < Z_B$ можно предложить на рис. 4 первые две схемы индуктивно-емкостного согласования, в которых первый

от нагрузки элемент добавляется последовательно, а второй – параллельно. А при $Z_{вх} = R_{вх} > Z_B$ последовательность элементов в схемах меняется – во второй паре схем сначала идет параллельное соединение, а потом последовательное. Значения реактивностей в приведенных схемах легко определяются с помощью диаграммы Смита.

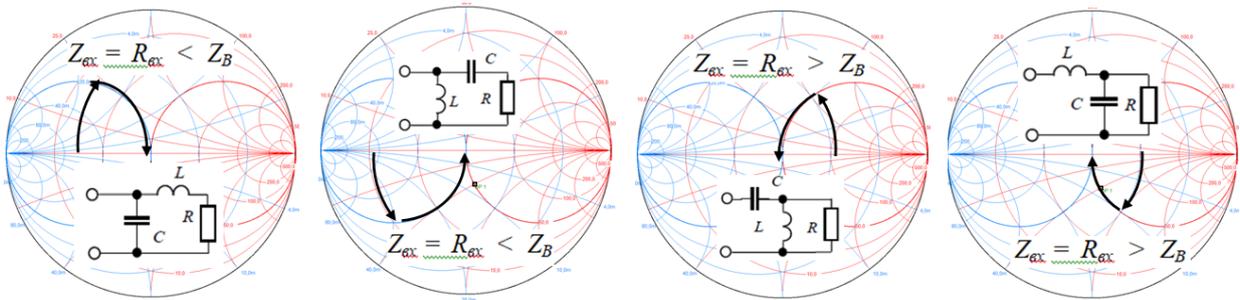


Рис. 4. Согласование активной нагрузки на реактивных элементах

Заметим, что можно также предложить электрические схемы из трех (типов: Т-LCL, Т-CLC, П-CLC, П-LCL) и большего числа реактивных элементов. Так как количество вариантов сильно возрастет, то выбор нужной схемы на практике производится с учетом их частотных характеристик.

• *Варианты структур согласования с сопротивлением $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$.*

ВАРИАНТ 1. Согласование с комплексной нагрузкой через промежуточное преобразование $Z_{вх}$ к активному сопротивлению $R_{пр}$.

Такое согласование выполняется в два этапа. На первом этапе для конкретной комплексной нагрузки $Z_{вх}$ сравниваются два варианта трансформации $Z_{вх}$ в промежуточное сопротивление $R_{пр}$. В первом случае последовательно добавляется (рис. 5, а) корректирующий реактивный элемент $X_{кор}$ (L или C) противоположного знака $jX_{кор} = -jX_{вх}$ и на выходе получаем: $R_{пр1} = Z_{вх} + jX_{кор} = R_{вх}$. Во втором случае реактивный элемент $X_{кор}$ (L или C) добавляется параллельно (рис. 5, б) из условия, чтобы получить действительную проводимость $1/R_{пр2} = 1/Z_{вх} + 1/jX_{кор}$. Из сравнения $R_{пр1}$ и $R_{пр2}$ с Z_B выбирается тот вариант, который обеспечивает наибольшую близость $R_{пр}$ к Z_B .

На втором этапе выполняется согласование линии передачи с выбранным промежуточным активным сопротивлением $R_{пр}$. Здесь может быть использовано рассмотренное ранее согласование с помощью резистивных элементов или с помощью трансформатора сопротивлений.

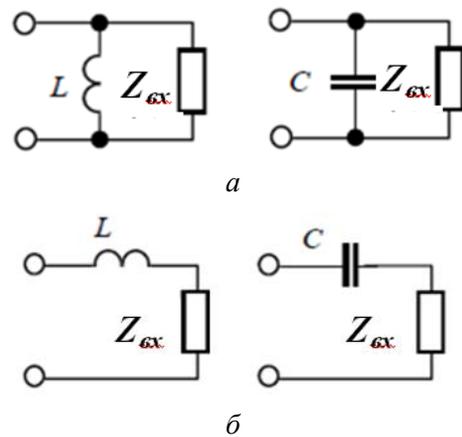


Рис. 5. Схемы преобразования к активному сопротивлению

ВАРИАНТ 2. Согласование линии передачи с комплексной нагрузкой с помощью двух реактивных элементов.

Такое согласование может быть выполнено обычно несколькими вариантами из восьми типовых электрических схем, показанных на рис. 6.

Если частотная зависимость $Z_{вх}(\omega)$ не важна при узкополосном анализе, то при выборе из этого многообразия рабочей структуры согласования предпочтение рекомендуется отдавать тем схемам, в которых получаются меньшие по модулю реактивные сопротивления $X_C = -1/(\omega C)$, $X_L = \omega L$, так

как они будут слабее изменяться при изменении частоты. По такому критерию для каждой из приведенных структур согласования имеем свою область предпочтительного использования (рис. 6 – всего восемь областей на диаграмме Смита), если другие критерии не заданы.

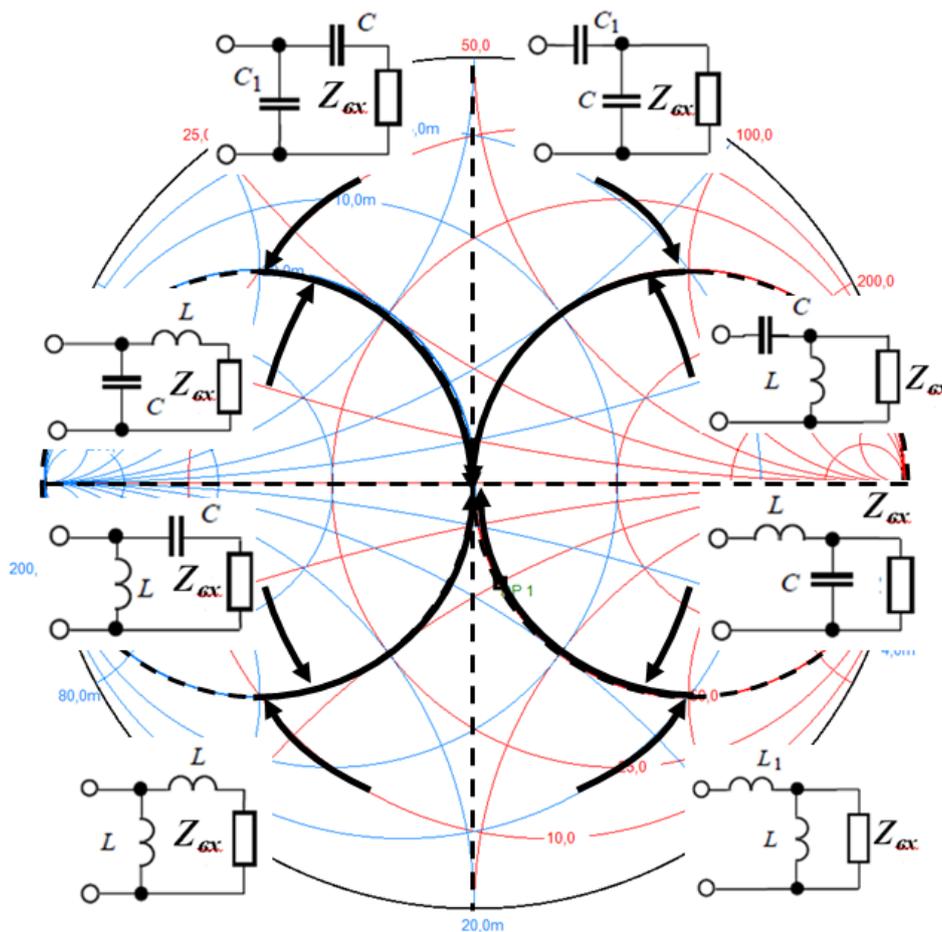


Рис. 6. Схемы согласования с комплексной нагрузкой с помощью двух реактивных элементов и их предпочтительные области применения

Также при необходимости на диаграмме Смита можно определить зоны, недостижимые для конкретной схемы согласования.

Для выполнения более глубокого сравнения схем согласования может потребоваться их дополнительный анализ эффективности во временной и частотной областях. При этом должно соблюдаться выбранное ограничение на величину КСВ, отображаемое на диаграмме Смита через требование нахождения внутри центрального круга с предельным допустимым значением $|\Gamma|$. Например, условие согласования $КСВ \leq 2$ будет эквивалентно требова-

нию нахождения в центральном круге $|\Gamma| \leq 1/3$.

При анализе эффективности согласования во временной области требуется учесть эксплуатационную изменяемость $Z_{вх}(t)$ (рис. 7, а), что обычно характерно для антенн. На их входное сопротивление часто влияет изменение окружающих близкорасположенных проводящих предметов, включая землю.

При анализе эффективности согласования в частотной области основным критерием качества может быть выбрана мера изменяемости преобразования сопротивлений от частоты (рис. 7, б). Так, при изменении час-

тоты согласующие реактивности ($X_L = \omega L$, $X_C = -1/(\omega C)$) будут изменяться по ампли-

туде и где-то на некоторой частоте нарушат условие согласования.

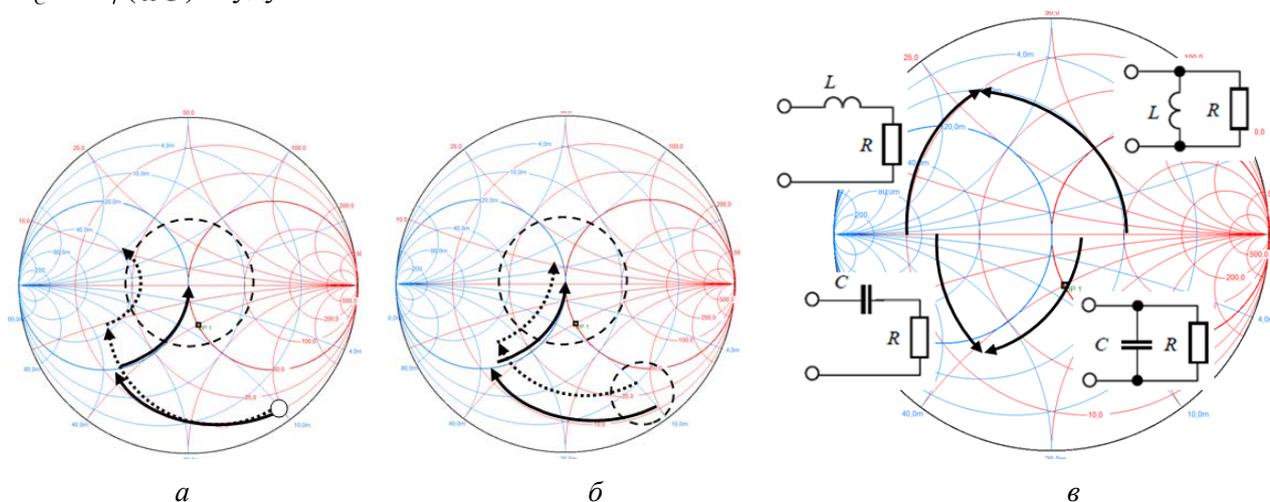


Рис. 7. Визуализация временной (а), частотной (б) изменяемости Z_{BX} и простейшие электрические эквиваленты комплексных нагрузок (в)

Такой частотный анализ на диаграмме Смита может быть дополнен анализом на аналитических моделях или в расчетных компьютерных программах. Для этого в приведенные выше схемы индуктивно-емкостного согласования в качестве Z_{BX} подставляют выбранный электрический эквивалент нагрузки.

Синтез контуров согласования с анализом частотных свойств

В такой постановке задачи аналитического синтеза предварительно требуется проведение замены реальных нагрузок с комплексными сопротивлениями $Z_{BX} = R_{BX} + jX_{BX}$ на их адекватные электрические эквиваленты в заданной частотной области. Выбор такой замены зависит от удобства и точности замены в частотной полосе согласования.

Так, в узких полосах частот наиболее простыми и удобными электрическими эквивалентами комплексных нагрузок считаются эквиваленты, показанные на рис. 7, в. При этом выбор наиболее подходящего эквивалента на практике часто зависит от удобства анализа формул для получающихся электрических схем.

В расширенных полосах частот для синтеза контуров согласования потребуются более сложные электрические эквиваленты комплексных сопротивлений антенн. Например, если нагрузкой является симметричный полуволновый вибратор (с длинами плеч по $\lambda/4$), то вблизи своей резонансной частоты она может быть заменена эквивалентной схемой из резистора, параллельной индуктивности и последовательной емкости (рис. 8, а). В менее точном варианте замены иногда удобнее последовательный колебательный контур из резистора и последовательных емкости и индуктивности (на рис. 8, б показаны получаемые при этом частотные зависимости сопротивления нагрузки $Z_H = R_H + jX_H$ и проводимости $Y_H = 1/Z_H$ вблизи резонансной частоты – при $X = 0$).

В свою очередь, для нагрузки в виде симметричного вибратора с длинами плеч, приближающимися к $\lambda/2$, в качестве электрического эквивалента правильнее будет выбирать параллельный колебательный контур из параллельно соединенных резистора, емкости и индуктивности (рис. 8, в).

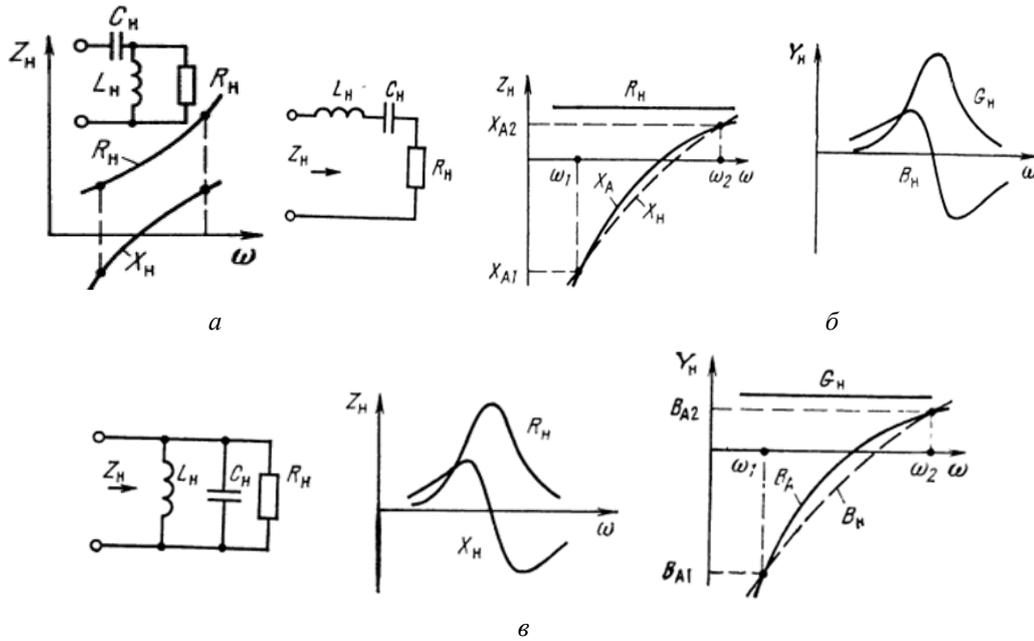


Рис. 8. Электрические эквиваленты симметричных вибраторов вблизи их резонансных частот: а, б – полуволнового, в – волнового

В общем случае электрические эквиваленты комплексных нагрузок в расширенных полосах частот могут содержать и большее число элементов. Однако здесь часто удобнее применять разбиение таких полос на узкие интервалы пассивного согласования, в которых электрические экви-

валенты выбираются по возможности простыми, например, из числа выше приведенных.

- Анализ вариантов структур узкополосного согласования с активной нагрузкой с помощью реактивных элементов.

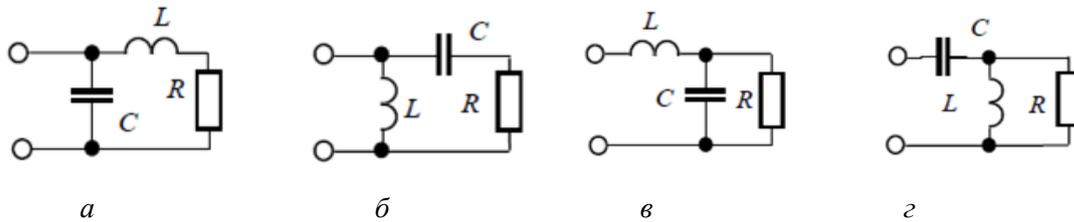


Рис. 9. Варианты схем узкополосного согласования активной нагрузки

ВАРИАНТ 1. Согласование R с $Z_B > R$ последовательной индуктивностью и параллельной емкостью (рис. 9, а).

Для получающегося параллельного контура резонансная частота ω_p выбирается из условия $X_{вх}(\omega_p) = 0$:

$$\begin{aligned} 1/Z_{вх} &= j\omega C + 1/(R + j\omega L) \Rightarrow \\ \Rightarrow \omega_p &= \omega_0 \sqrt{1 - 1/Q^2}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} Z_{вх}(\omega_p) &= R_{вх}(\omega_p) = L/(C \cdot R) = Q^2 \cdot R = Q_\rho \\ \omega_0 &= 1/\sqrt{LC}, \quad \rho = \sqrt{L/C}, \end{aligned} \quad (2)$$

$$Q = \rho/R = \sqrt{L/C}/R,$$

где ω_0 – резонансная частота последовательного колебательного контура; ρ – характеристическое сопротивление контура; Q – добротность контура.

Тогда из условия согласования $Z_B = Z_{вх}$ получаем на частоте ω_p :

$$\begin{aligned} L/C &= R \cdot Z_B, \quad Q = \sqrt{Z_B/R}, \\ \rho &= \sqrt{Z_B + R}. \end{aligned} \quad (3)$$

Исходными данными для согласования являются: 1) центральная частота $\omega_{ц}$ интер-

вала согласования; 2) значения R и Z_B . А искомыми параметрами согласования будут значения реактивностей L и C .

Для их нахождения сначала вычисляем:

$$Q = \sqrt{Z_B/R}, \quad \omega_0 = \omega_{\text{ц}} / \sqrt{1 - 1/Q^2}. \quad (4)$$

Далее из условий $LC = 1/\omega_0^2$, $L/C = R \cdot Z_B$ находим:

$$C = 1/[\omega_0 \sqrt{Z_B R}]; \quad L = \sqrt{Z_B R} / \omega_0. \quad (5)$$

Получающаяся частотная полоса согласования $\Delta\omega_{\text{согл}}$ обычно намного уже полосы пропускания контура $\Delta\omega_n$. Так, если величина $\Delta\omega_n$ параллельного колебательного контура находится из его АЧХ:

$$|Z(j\omega)| = Q_p / \sqrt{1 + 4Q^2(\omega - \omega_p)^2 / \omega_p^2} \Rightarrow \\ \Rightarrow 4Q^2(\omega - \omega_p)^2 / \omega_p^2 < 1 \Rightarrow \Delta\omega_n = (\omega_p / Q), \quad (6)$$

то полоса согласования $\Delta\omega_{\text{согл}}$ контура будет определяться по заданному ограничению на КСВ. Например, условие $\text{КСВ} \leq 2$ будет эквивалентно:

$$\Gamma \cdot \Gamma^* \leq 1/9; \quad \Gamma = (Z_{\text{вх}} - Z_B) / (Z_{\text{вх}} + Z_B);$$

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}} \Rightarrow \\ \Rightarrow (R_{\text{вх}} - Z_B)^2 + X_{\text{вх}}^2 \leq [(R_{\text{вх}} + Z_B)^2 + X_{\text{вх}}^2] / 9 \Rightarrow \\ \Rightarrow [(R_{\text{вх}} / Z_B) - 1]^2 + (X_{\text{вх}} / Z_B)^2 \leq 4,5 \cdot (R_{\text{вх}} / Z_B). \quad (7)$$

Учет добротностей реактивных элементов. Усложним схему контура, вводя в нее добротности реактивных элементов. Например, использование больших индуктивностей приведет к появлению дополнительного сопротивления $R_L = \omega L / Q_L$, причем добротность катушек на практике часто оценивается: $Q_L \sim 50 \div 300$. В свою очередь, при создании больших емкостей появится дополнительное сопротивление R_C .

Найдем входное сопротивление $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$ получающейся обобщенной схемы параллельного контура.

$$1/Z_{\text{вх}} = 1/Z_C + 1/Z_L;$$

$$Z_C = R_C + 1/j\omega C; \quad Z_L = R_L + j\omega L. \quad (8)$$

На резонансной частоте ω_p должно выполняться $X_{\text{вх}} = 0$:

$$(\omega_p L R_C - R_L / \omega_p C) \cdot (R_C + R_L) - \\ - (R_C R_L + L/C) \cdot (\omega_p L - 1/\omega_p C) = 0. \quad (9)$$

Отсюда можно оценить влияние R_C и R_L на изменение ранее приведенных результатов расчетов, если их не учитывать.

ВАРИАНТ 2. Согласование R с $Z_B > R$ последовательной емкостью и параллельной индуктивностью (рис. 9, б).

Такая схема согласования получается, если в выражениях (8), (9) принять: $R_L = 0$, $R = R_C$. Здесь из условия $X_{\text{вх}}(\omega_p) = 0$ будем иметь отличающееся от (1) вычисление ω_p :

$$\omega_p = \omega_0 / \sqrt{1 - 1/Q^2}, \quad (10)$$

а остальные величины будут описываться прежними формулами (2).

Исходными данными по-прежнему остаются: 1) центральная частота $\omega_{\text{ц}}$ интервала согласования; 2) значения R и Z_B . Через них вычисляем:

$$\omega_0 = \omega_{\text{ц}} \cdot \sqrt{1 - 1/Q^2}, \quad Q = \sqrt{Z_B/R}, \quad (11)$$

и из условий $LC = 1/\omega_0^2$, $L/C = R \cdot Z_B$ находятся L и C из (5).

ВАРИАНТ 3. Согласование R с $Z_B < R$ параллельной емкостью и последовательной индуктивностью (рис. 9, в).

Здесь для $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$ имеем: $1/Z_{\text{вх}} = j\omega C + 1/R$.

А из условий $R_{\text{вх}} = Z_B$, $X_{\text{вх}} + \omega L = 0$ легко можно найти C и L :

$$(\omega C R)^2 = R/Z_B - 1, \quad L/C = R \cdot Z_B. \quad (12)$$

ВАРИАНТ 4. Согласование R с $Z_B < R$ параллельной индуктивностью и последовательной емкостью (рис. 9, г).

В этом случае: $1/Z_{\text{вх}} = 1/j\omega L + 1/R$, и из условий $R_{\text{вх}} = Z_B$, $X_{\text{вх}} - 1/\omega C = 0$ можно найти C и L :

$$(R/\omega L)^2 = R/Z_B - 1, \quad L/C = R \cdot Z_B. \quad (13)$$

• *Анализ вариантов структур индуктивно-емкостного согласования комплексной нагрузки $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$ с Z_B .*

Здесь, в зависимости от конкретных значений активной ($R_{вх}$) и реактивной ($X_{вх}$) составляющих, в общем случае могут быть применены восемь типовых схем согласования, показанных на рис. 6.

В простейших вариантах получение комплексной нагрузки $Z_{вх}$ всегда может быть выполнено двумя способами – как в виде параллельного соединения, так и в виде последовательного соединения резистора и реактивного элемента. При этом количе-

ство вариантов электрических схем, состоящих из электрического эквивалента комплексной нагрузки и согласующего индуктивно-емкостного контура, еще больше увеличится.

Поэтому здесь не будем проводить анализ всех таких вариантов, а ограничимся только двумя вариантами для иллюстрации общего подхода (остальные варианты могут быть проанализированы аналогично).

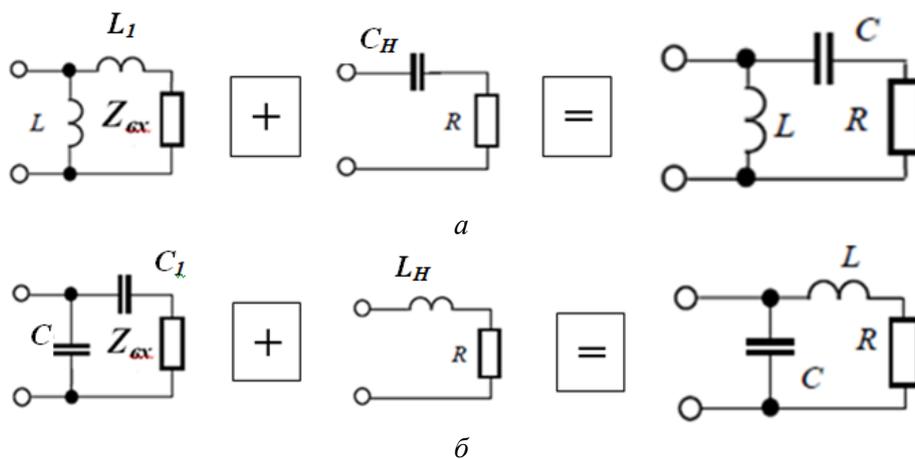


Рис. 10. Трансформация схем электрического эквивалента с согласующим устройством: а – для укороченной антенны; б – для удлиненной антенны

Если электрическим эквивалентом нагрузки $Z_{вх}$ является последовательное соединение резистора $R < Z_B$ и емкости C_H (например, это может быть приближенный эквивалент укороченной вибраторной антенны), то для него рекомендуется вариант трансформации схем на рис. 10, а.

Здесь в результирующей схеме имеем прежнюю параллельную индуктивность L , а в качестве последовательной емкости C выступает последовательное соединение емкости C_H с индуктивностью L_1 :

$$\begin{aligned} 1/\omega C &\equiv 1/\omega C_H - \omega L_1 > 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow C &\equiv C_H / (1 - \omega^2 C_H L_1) > 0. \end{aligned} \quad (14)$$

Такое C примем в ранее приведенных формулах (10), (11), (5). В результате из (5) вычисляются C и L , а из (14) находится значение согласующей индуктивности в последовательной ветке схемы:

$$X_{L1} = \omega L_1 \equiv 1/\omega C_H - 1/\omega C. \quad (15)$$

Если же электрическим эквивалентом $Z_{вх}$ является последовательное соединение резистора $R < Z_B$ и индуктивности L_H , то в этом случае рекомендуемой согласующей схемой будет результат трансформации схем на рис. 10, б.

Здесь имеем прежнюю параллельную емкость C , а в качестве последовательной индуктивности L выступает последовательное соединение индуктивности L_H с емкостью C_1 :

$$\begin{aligned} \omega L &\equiv \omega L_H - 1/\omega C_1 > 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow L &= L_H [1 - 1/\omega^2 C_1 L_H] > 0 \end{aligned} \quad (16)$$

Такое L примем в ранее приведенных формулах (1)–(5). В результате из (5) вычисляются C и L , а из (16) находится значение согласующей емкости в последовательной ветке схемы:

$$X_{C1} = -1/(\omega C_1) = \omega L - \omega L_H. \quad (17)$$

Аналогичным путем можно рассчитать цепи согласования для других простых

и более сложных вариантов электрических эквивалентов нагрузки.

Заметим, что для расширенных полос согласования может потребоваться дополнительно синтезировать более сложные по структуре согласующие устройства, состоящие из разных комбинаций приведенных простых индуктивно-емкостных структур. Это будет рассмотрено в следующих статьях.

Дополнительные варианты структур согласования с УКВ-антеннами на низших частотах СВЧ

Для УКВ-антенн, работающих на низших частотах СВЧ (около 300 МГц или чуть выше), длины волн переходят в дециметровый диапазон и ниже. Они уже становятся сравнимы (и даже меньше) с конструктивными размерами согласующих устройств. Поэтому здесь становятся практически применимы распределенные реактивные элементы, а в схемы согласования может оказаться конструктивно удобно включать отрезки линий передачи. При этом входное

сопротивление в сечении, удаленном от антенны на расстояние l , будет изменяться в соответствии с зависимостью:

$$Z_{\text{вх}}(l)/Z_B = (1 + \Gamma_{\text{вх}})/(1 - \Gamma_{\text{вх}}),$$

$$\Gamma_{\text{вх}}(l) = |\Gamma_H| \cdot \exp[j\varphi_{\text{вх}}], \quad \varphi_{\text{вх}} = \varphi - 2\beta l,$$

где коэффициент отражения сдвигается по окружности радиуса $|\Gamma_H|$ на угол $\varphi_{\text{вх}} = \varphi - 2\beta l$ по часовой стрелке.

В результате получаем 6 сечений, удобных для согласования (рис. 11). В сечении 1 согласование обеспечивается последовательной емкостью; в сечении 2 (точки пучности) – с помощью понижающего четвертьволнового трансформатора сопротивлений; в сечении 3 – последовательной индуктивностью; в сечении 4 – параллельной индуктивностью; в сечении 5 (точки узлов) – с помощью повышающего четвертьволнового трансформатора сопротивлений; в сечении 6 – параллельной емкостью. Заметим, что через конечное число полуволн такие же сечения согласования будут повторяться.

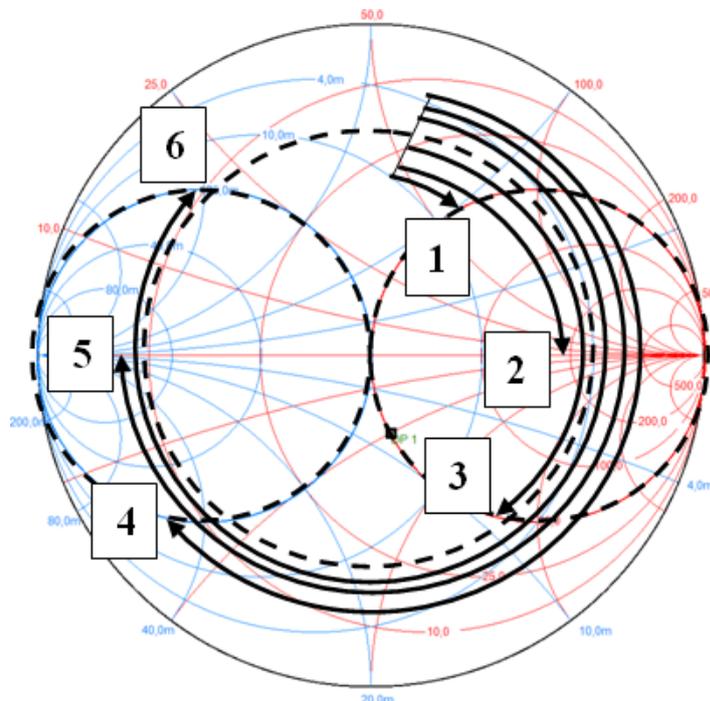


Рис. 11. Схемы согласования УКВ-антенн на низших частотах СВЧ

В сравнении с ранее рассмотренными схемами согласования (реализованными только на сосредоточенных элементах) здесь отдельные или все реактивные элементы могут быть заменены отрезками

линий передачи, которые могут быть вставками в линию передачи или шлейфами, включаемыми параллельно или последовательно на соответствующих расстояниях.

Так, при удалении от нагрузки вдоль линии передачи на расстояние l входное сопротивление будет изменяться в соответствии с зависимостями:

$$Z_{\text{вх}}(l) = Z_B \frac{Z_H \cos \beta l + j Z_B \sin \beta l}{Z_B \cos \beta l + j Z_H \sin \beta l},$$

$$Z_{\text{вх}}(l) = Z_B \cdot \frac{1 + \Gamma(l)}{1 - \Gamma(l)} = Z_B \cdot \frac{1 + |\Gamma_H| \cdot e^{j(\varphi - 2\beta l)}}{1 - |\Gamma_H| \cdot e^{j(\varphi - 2\beta l)}},$$

что позволяет выполнять разные трансформации сопротивления нагрузки.

Причем в случае $l = \lambda/4$ ($\beta l = \pi/2$) получается простое преобразование:

$$Z_{\text{вх}}(\lambda/4) = Z_B^2 / Z_H.$$

В частном случае чисто активного сопротивления $Z_H = R_H$ его согласование можно выполнить сразу – при $l=0$. В более общем случае комплексных нагрузок трансформирующая линия длиной $\lambda/4$ с волновым сопротивлением Z_{BT} вставляется в линию передачи с волновым сопротивлением Z_B в сечениях пучностей l_1 или узлов $l_2 = l_1 \pm \lambda/4$, в которых входное сопротивление становится чисто активным (точки 2 и 5 на рис. 11):

$$\varphi_H - 2\beta l_1 = 2n\pi: Z_{\text{вх}} = Z_B \cdot \text{КСВ},$$

$$Z_{BT} = Z_B \cdot \sqrt{\text{КСВ}},$$

$$\varphi_H - 2\beta l_2 = 2n\pi + \pi: Z_{\text{вх}} = Z_B / \text{КСВ},$$

$$Z_{BT} = Z_B / \sqrt{\text{КСВ}}.$$

При согласовании в пучности требуется повышенное волновое сопротивление трансформатора, а при согласовании в узле – пониженное. На практике выбор l_1 или l_2 осуществляется из конструктивного удобства.

Если требуется уменьшить габариты согласующего устройства, четвертьволновой трансформатор можно устанавливать сразу после комплексной нагрузки, которую предварительно следует преобразовать в активную нагрузку с помощью последовательного или параллельного добавления реактивного элемента. Таким элементом конструктивно может являться разомкнутый или замкнутый шлейф.

Альтернативными схемами согласования могут быть схемы, отвечающие точкам 1, 3,

4, 6 на рис. 11. В них реактивный шлейф (отрезок замкнутой или разомкнутой линии передачи) включается в схему последовательно или параллельно. В последовательной схеме согласования сечение врезки выбирается из условия, чтобы входное сопротивление имело активную составляющую, равную волновому сопротивлению линии передачи. Добавляя к нему компенсирующую реактивность противоположного знака, добиваются выполнения условий согласования:

$$\psi = \varphi - 2\beta l,$$

$$\cos \psi = |\Gamma_H| \Rightarrow l \Rightarrow X_{\text{комп}} = -2Z_B \text{ctg} \psi.$$

А в параллельной схеме согласования сечение для врезки реактивности выбирается из условия, чтобы входная проводимость имела активную составляющую, равную проводимости для волнового сопротивления линии передачи. Добавляя к ней параллельно компенсирующую реактивность (при этом проводимости будут складываться), добиваемся выполнения условий согласования:

$$\cos \psi = -|\Gamma_H| \Rightarrow l \Rightarrow X_{\text{комп}} = Z_B \text{tg} \psi / 2.$$

Заключение

Систематизация известных решений для проведения структурно-параметрического синтеза согласующих устройств, выполненная на основе комплексной диаграммы Смита, позволяет обоснованно для конкретных КВ- или УКВ-антенн выбирать и рассчитывать согласующие схемы с учетом нескольких критериев эффективности.

Однако все рассмотренные здесь схемы согласования являются узкополосными, так как с изменением частоты интерференционные свойства взаимной компенсации отраженных волн будут нарушаться. Тем не менее эти схемы могут быть использованы при разработке широкополосных тюнеров для широкополосного согласования соответствующих антенн.

Библиографические ссылки

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

2. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Направленные КВ-антенны: укороченные, фазированные, многодиапазонные. М. : РадиоСофт, Журнал «Радио», 2010. 320 с.

3. Григоров И. Н. Все об антеннах. М. : ДМК Пресс, 2009. 352 с.

4. Головков А. А., Можжаева Е. И. Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефесторовскими цепями // Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2016. Вып. 2. С. 59–62.

5. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей / пер. с англ. ; под ред. Ю. Л. Хотунцева. М. : Связь, 1979. 288 с.

6. Григоров И. Н. Антенны. Настройка и согласование. М. : РадиоСофт, 2003, 272 с.

7. Верба Б. П., Мосунов Д. Г., Шишаков К. В. Способы построения согласующих антенных устройств // Приборостроение в XXI веке – 2016. Интеграция науки, образования и производства : сб. материалов XII Международной науч.-техн. конф. 2017. С. 43–50.

8. Volakis J. L. Antenna Engineering Handbook – 4 th edition, Mc-Graw Hill, 2007. 237 pp.

9. 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.

10. 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.

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

12. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / пер. с англ. М. : Радио и связь, 1990. 288 с.

References

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

2. Goncharenko I.V. *Antenny KV i UKV. Napravlennye KV antenny: ukorochennye, fazirovannye, mnogodiapazonnye* [HF and VHF anten-

nas. The directed HF of the antenna: truncated, phased, multiband]. Moscow, RadioSoft Publ., 2010, 320 p. (in Russ.).

3. Grigorov I.N. *Vse ob antennah* [All about antennas]. Moscow, Press Publ., 2009, 352 p. (in Russ.).

4. Golovkov A.A., Mozhaeva E.I. *Ogranichenie polosity soglasovaniya priemnyh shtyrevykh antenn nefestorovskimi tsepyami* [Restriction of a strip of coordination of reception shtyrevykh antennas with nefestors chains]. *Izvestiya vuzov Rossii, Radioelektronika publ.*, 2016, no. 2, pp. 59-62 (In Russ.).

5. Vai Kaichen' *Teoria i proektirovanie shirokopolosnykh soglasuyushih tsepei* [The theory and design of the broadband coordinating chains]. Moscow, Svyaz Publ., 1979, 288 p. (In Russ.).

6. Grigorov I.N. *Antenny. Nastroiika i soglasovanie* [Antennas. Control and coordination]. Moscow, RadioSoft Publ., 2003, 372 p. (in Russ.).

7. Verba B.P., Mosunov D.G., Shishakov K.V. *Sposoby postroeniya soglasuyushchikh antennykh ustroystv* [Ways to build matching antenna devices]. *Priborostroenie v XXI veke – 2016. Integratsiya nauki, obrazovaniya i proizvodstva : Sbornik materialov XII Mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoj konferentsii* [Proc. XII International Scientific and Technical Conference "Instrumentation in the XXI century - 2016. Integration of science, education and production"], Izhevsk, IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova Publ., 2017, pp. 43-50 (in Russ.).

8. Volakis J.L. Antenna Engineering Handbook – 4 th edition, Mc-Graw Hill, 2007. 237 p.

9. 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.).

10. 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.).

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

12. Fusko V., *SVCh tsepi. Analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie* [Microwave oven of a chain. The analysis and the automated design]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 1990, 288 p. (in Russ.).

* * *

Structural and Parametrical Synthesis of Coordinating Devices for HF and VHF Antennas

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

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

The main approaches to carrying out structural and parametrical synthesis of the coordinating devices taking into account features of entrance resistance of specific HF and VHF antennas are systemically considered. Synthesis of structures and a choice of parameters are mainly carried out with the use of the complex Smith's chart. For the general case, the ambiguity of the received results and the influence of the chosen main and additional efficiency criteria on them are discussed.

Options of structures of coordination are synthesized mainly on jet elements but generally can also include resistive and transforming elements. Options of structures for antennas both in the resonant modes (in the absence of entrance jet resistance), and in not resonant modes (with complex entrance resistance) are discussed. Areas of preferable use of the considered structures are allocated. Specifics and additional opportunities of structural and parametrical synthesis of options of VHF antennas coordination at the lowest UH frequencies are shown. The structural and parametrical synthesis of coordination contours with the analysis of their frequency properties was additionally carried out by methods of calculation of electric circuits.

The considered technique of structural and parametrical synthesis and the received results are intended for applied development of the narrow-band coordinating devices and the adjusted tuners for broadband coordination of the corresponding HF and VHF antennas.

Keywords: coordinating devices, HF and VHF antennas, entrance resistance of antennas, Smith's chart, structural and parametrical synthesis.

Получено: 21.05.2020