

УДК 621.391

DOI: 10.22213/2413-1172-2020-3-62-76

## Инженерный синтез структур согласования УКВ-антенн с использованием отрезков фидерных линий\*

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 инженерные методы синтеза структур согласования УКВ-антенн с использованием отрезков фидерных линий. При этом выбор согласующих структур ограничен применением реактивных элементов и отрезков линий передачи. Обсуждаются возможности расширения частотной полосы пассивного согласования на таких элементах. Наглядность материала обеспечивается его представлением на комплексной диаграмме Смита.*

*Для использования эквивалентных электрических схем с сосредоточенными реактивными элементами приведены варианты их аналогов в виде шлейфов из замкнутых и разомкнутых отрезков линий передачи, а также показаны возможности создания эквивалентных последовательных и параллельных колебательных контуров с помощью агрегированных двухэлементных шлейфов.*

*Рассмотрено создание реактивных сопротивлений с помощью вставок из отрезков линий. Выбором параметров последовательно включенных вставок можно создавать разные эквивалентные структуры из последовательно и параллельно включенных емкостей и индуктивностей, последовательных и параллельных колебательных контуров. Вставка отрезка линии передачи после нагрузки дополнительно позволяет перераспределять активную и реактивную составляющие входного сопротивления без изменения КСВ, включая изменение знака реактивной составляющей. При этом для упрощения реализации широкополосного согласующего устройства рекомендуется входное сопротивление перемещать ближе к горизонтальной оси в левой полуплоскости диаграммы Смита, так как в ней сопротивление изменяется меньше по сравнению с правой полуплоскостью.*

*С помощью диаграммы Смита приведены разные варианты синтеза двухэлементных согласующих структур с использованием отрезков линий передачи, приведены методики их расчета. Обсуждается задача расширения полосы согласования на основе многоконтурных схем со структурой полосовых фильтров. Для иллюстрации влияния структуры согласующего устройства на ширину полосы согласования представлены результаты моделирования инженерно предложенных структур для случая укороченной антенны.*

**Ключевые слова:** УКВ-антенны, согласующие устройства, отрезки фидерных линий, реактивные элементы, входное сопротивление, структурно-параметрический синтез.

### Введение

Длины волн УКВ-антенн, работающих на низших частотах СВЧ (около 300 МГц и чуть выше) становятся сравнимы с конструктивными размерами согласующих устройств. При этом становится технологически удобным заменять отдельные сосредоточенные реактивные элементы (емкости и индуктивности) на распределенные элементы в виде отрезков фидерных линий.

Практический интерес к расширению частотных полос согласования с помощью контуров из реактивных элементов регулярно под-

держивается в современной технической литературе [1–8]. А при переходе в диапазон длин волн УКВ и далее в СВЧ количество предлагаемых вариантов и сложность их синтеза только возрастают [9–12]. При этом появляющиеся возможности увеличения количества вариантов схем согласования с дополнительным использованием отрезков линий требуют от инженеров углубленного понимания техник синтеза таких структур согласования.

В своей повседневной работе при выполнении модернизации, корректировки и настройки схем согласования антенных систем инженеры

часто применяют метод подстройки уже освоенных или приемлемых для производства вариантов решений с выбором из них наилучшего. При этом они также сталкиваются с многовариантностью возможных структур согласования, причем их усложнение (увеличение числа внутренних контуров и количества используемых элементов) на практике обычно в небольшой мере расширяет частотную полосу пассивного согласования.

Теоретическая сложность решения рассматриваемых задач синтеза широкополосных согласующих устройств в обобщенной научной постановке регулярно инициирует написание не только кандидатских, но и докторских диссертаций по этой теме. Однако предлагаемые в современной научной литературе аналитические и компьютерные методы синтеза таких устройств не всегда соответствуют теоретическому уровню подготовки инженеров. В их практике часто более востребованным является понимание простых путей к решению поставленных задач, что позволяет осмысленно выполнять усовершенствование уже отработанных схем и решений для обновленных исходных данных. В этом направлении важно знать правила сборки согласующих структур из элементарных контуров, а также представлять влияние изменения параметров элементов на изменение выходных свойств всей структуры. Этого обычно достаточно, чтобы последовательными шагами подправлять эти свойства в нужных направлениях (вместо выполнения реинжиниринга, то есть кардинальной переструктуризации всего согласующего устройства).

**Цель исследования** – систематизация и изучение практических техник (методик) для инженерного синтеза структур согласования УКВ-антенн с использованием отрезков фидерных линий.

Параллельно рассматриваются возможности и варианты расширения частотной полосы пассивного согласования УКВ-антенн на таких элементах. Задача обсуждается с разных позиций, чтобы по возможности раскрыть весь спектр простых решений. Наглядность материала обеспечивается его геометрическим представлением на единой графической платформе, в качестве которой выбрана комплексная диаграмма Смита (в сопротивлениях и в проводимостях), широко используемая радиоинженерами в повседневной деятельности.

### **I. Постановка задачи инженерного синтеза структур согласования**

Настройка согласующего устройства (СУ) эквивалентна поправке частотного поведения

модуля входного коэффициента отражения  $|\Gamma_{\text{вх}}(\omega)|$  с помощью включения в схему реактивных элементов и отрезков линий передачи. На диаграмме Смита (рис. 1 *a, d, e*) стремятся функцию  $|\Gamma_{\text{вх}}(\omega)|$  поместить в малый центральный круг. Например, значению коэффициента стоячей волны (КСВ)  $\leq 2$  будет соответствовать  $|\Gamma_{\text{вх}}(\omega)| \leq 1/3$ .

Для узкополосного согласования сопротивления антенн  $Z_a$  с волновым сопротивлением фидерной линии  $Z_b$  обычно применяются двухэлементные структуры, которые можно представить в виде одного блока комплексного преобразования сопротивления (по его активной и реактивной составляющим). В качестве примера варианты таких структур из реактивных элементов показаны на рисунке 1, *d*. Все они выполняют одно комплексное преобразование:  $Z_a = Z_{\text{вх}} \rightarrow Z_b$ , которому на рис. 1, *a* соответствует одна стрелка перехода в начало координат *l*.

Для расширения полосы согласования переходят к многоблочным структурам. В них каждый согласующий блок схемы выполняет свои промежуточные преобразования сопротивления на комплексной диаграмме Смита. А вся совокупность блоков обеспечивает последовательную цепочку переходов в начало координат (ломаная линия 2 на рис. 1, *a*):

$$Z_a(\omega) \rightarrow Z_1(\omega) \rightarrow Z_2(\omega) \rightarrow Z_3(\omega) \rightarrow \dots \rightarrow Z_b. \quad (1)$$

Задача инженерного синтеза таких структур представляет собой нахождение преобразующей цепочки (1), которая по сравнению с одноблочным согласованием  $Z_a(\omega) \rightarrow Z_b$  имеет меньшую зависимость от изменения частоты. При этом искомыми величинами могут являться: 1) промежуточные точки  $\{Z_i(\omega)\}$ ; 2) внутренние структуры и параметры блоков, обеспечивающих преобразования  $\{Z_i(\omega) \rightarrow Z_{i+1}(\omega)\}$ .

На практике часто сначала решают задачу по уменьшению зависимости общей согласующей структуры от изменения частоты, а после этого переходят к более сложной задаче частотного отслеживания согласующей структурой частотного изменения входного сопротивления нагрузки (антенны).

### **II. Создание реактивных сопротивлений на шлейфах из линий передачи**

Отрезки линий передачи являются элементами с распределенными параметрами и могут создавать дополнительные реактивные сопротивления с помощью: 1) шлейфов из линий передачи; 2) вставок из линий передачи.

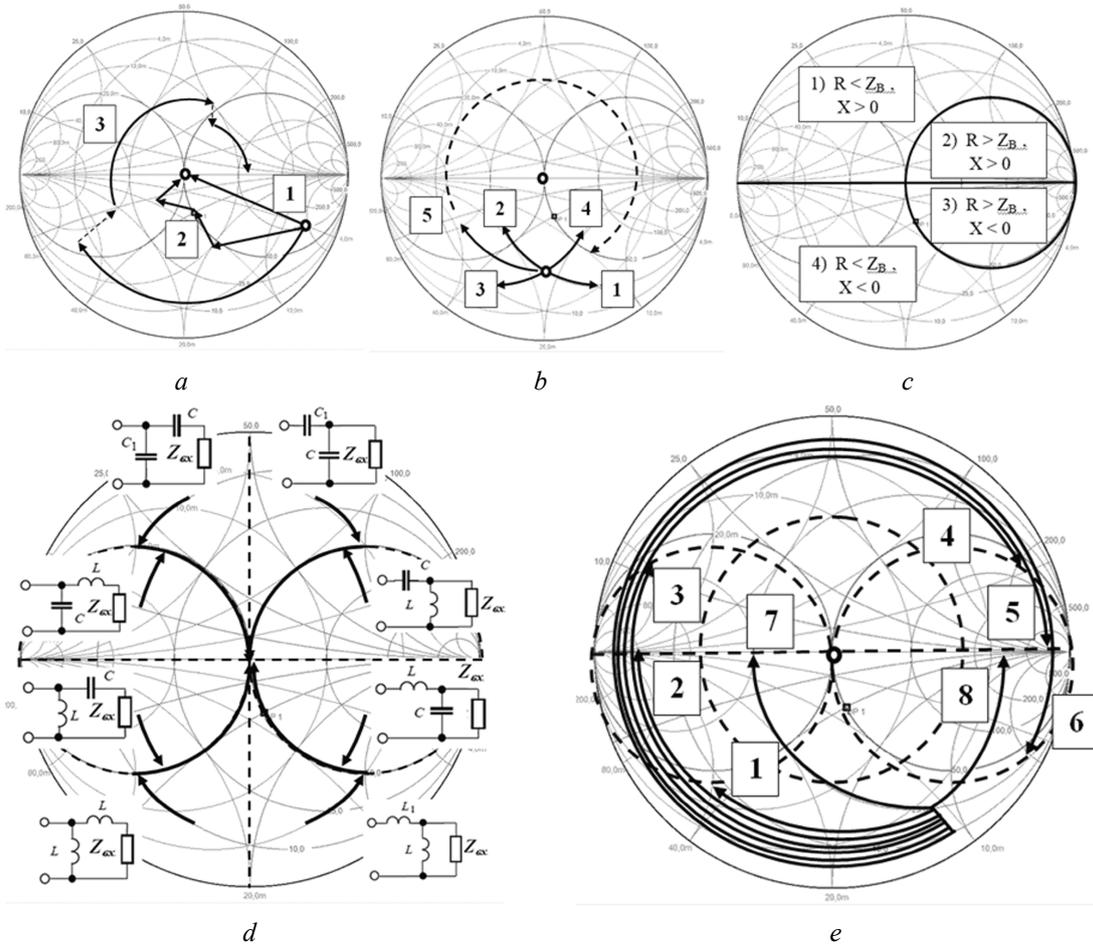


Рис. 1. Иллюстрация процессов согласования на комплексной диаграмме Смита: *a* – последовательности согласующих переходов и последовательное соединение отрезков линий передачи; *b* – направления перемещения без активных потерь; *c* – области расположения сопротивлений нагрузки; *d* – варианты двухшагового согласования на реактивных сопротивлениях; *e* – варианты двухшагового согласования с использованием отрезков линий передачи (пояснения рисунков приведены в тексте)

Fig. 1. Illustration of matching processes on the complex Smith diagram: *a* - sequence of matching transitions and serial connection of transmission line segments; *b* - directions of movement without active losses; *c* - the area of the load resistance; *d* - two-step reactance matching options; *e* - options for two-step matching using segments of transmission lines (explanations of the figures are given in the text)

Шлейфы из линий передачи представляют собой короткозамкнутые или разомкнутые отрезки линий передачи длины  $l$  со своим волновым сопротивлением  $Z_B$ . Их входные сопротивления получаются реактивными и зависят от  $l$ , соответственно, по формулам:

$$\begin{aligned} Z_{вх}(l)_{\text{замкн}} &= jZ_B \operatorname{tg} \beta l; \\ Z_{вх}(l)_{\text{разомкн}} &= -jZ_B \operatorname{ctg} \beta l, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\beta = 2\pi / \lambda = \omega / c$ ;  $\lambda$  – длина волны;  $\omega$  – круговая частота;  $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в линии ( $\approx$  скорость света).

В зависимости от  $l$  они могут быть как емкостными (отрицательными), так и индуктивными (положительными). При этом обычно стремятся выбирать длины  $l$  не слишком большими, так

как с их увеличением возрастает частотная зависимость через величину  $\beta l = 2\pi l / \lambda = \omega l / c$  ( $c$  – скорость света) и ее требуется учитывать при широкополосном согласовании.

Для малых  $l \leq \lambda / 8$  из (2) получаем практически идеальное повторение сопротивлений индуктивности и емкости:

$$\begin{aligned} Z_{вх}(l)_{\text{замкн}} &\approx jZ_B \beta l \equiv jL\omega \Rightarrow L = Z_B l / c; \\ Z_{вх}(l)_{\text{разомкн}} &\approx -jZ_B / \beta l \equiv 1 / jC\omega \Rightarrow C = l / cZ_B, \end{aligned} \quad (3)$$

причем их можно включать в схему параллельно или последовательно в зависимости от предназначения и конструктивного удобства.

Если же к шлейфу присоединить нагрузку с сопротивлением  $Z_n$ , то его входное сопротивление станет следующим:

$$Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}} \Rightarrow Z_{\text{вх}} = Z_{\text{в}} \frac{Z_{\text{н}} \cos \beta l + jZ_{\text{в}} \sin \beta l}{Z_{\text{в}} \cos \beta l + jZ_{\text{н}} \sin \beta l}; \quad (4)$$

$$Z_{\text{н}} = jX_{\text{н}}, R_{\text{н}} = 0 \Rightarrow Z_{\text{вх}} = jZ_{\text{в}} \frac{X_{\text{н}} + Z_{\text{в}} \operatorname{tg} \beta l}{Z_{\text{в}} - X_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l}. \quad (5)$$

В (5) для малых  $l \leq \lambda / 8$  с учетом  $\beta l = \omega l / c$ , соответственно, получим эквиваленты последовательного колебательного контура (из последовательного соединения емкости и индуктивности) при присоединении емкости  $X_{\text{н}} = -1 / C\omega$  и параллельного колебательного контура (из параллельного соединения емкости и индуктивности) при присоединении индуктивности  $X_{\text{н}} = L\omega$ :

$$Z_{\text{вх}} \approx jZ_{\text{в}} \frac{X_{\text{н}} + Z_{\text{в}} \omega l / c}{Z_{\text{в}} - X_{\text{н}} \omega l / c} \approx j \frac{-1 / C\omega + Z_{\text{в}} \omega l / c}{1 + l / (Z_{\text{в}} Cc)}; \quad (6)$$

$$\frac{1}{Z} \approx \frac{1}{j(1 + Z_{\text{в}} l / Lc)} \left[ \frac{1}{L\omega} - \omega \frac{l}{cZ_{\text{в}}} \right]. \quad (7)$$

При этом в соответствии с (3) присоединяемые к шлейфу емкость и индуктивность можно реализовать из короткозамкнутого или разомкнутого шлейфов со своими волновыми сопротивлениями. В итоге агрегированный из двух отрезков линий шлейф в зависимости от его параметров может вести себя как последовательный и параллельный колебательные контуры.

### III. Создание реактивных сопротивлений с помощью вставок из отрезков других линий с отличающимися волновыми сопротивлениями

Такой способ является альтернативным путем создания небольших реактивных элементов в электрических схемах. Так, после присоединения к нагрузке (антенне) отрезка линии длиной  $l$  с волновым сопротивлением  $Z_{\text{в}}$  входное сопротивление по аналогии с (4) будет меняться сложным образом:

$$\begin{aligned} \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{в}}} &= \frac{R_{\text{н}} \cos \beta l + j(X_{\text{н}} \cos \beta l + Z_{\text{в}} \sin \beta l)}{(Z_{\text{в}} \cos \beta l - X_{\text{н}} \sin \beta l) + jR_{\text{н}} \sin \beta l} = \\ &= \frac{R_{\text{н}} Z_{\text{в}} / \cos^2 \beta l}{(Z_{\text{в}} - X_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l)^2 + (R_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l)^2} + \\ &+ \frac{j\{X_{\text{н}} Z_{\text{в}} (1 - \operatorname{tg}^2 \beta l) + (Z_{\text{в}}^2 - X_{\text{н}}^2) \operatorname{tg} \beta l\}}{(Z_{\text{в}} - X_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l)^2 + (R_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l)^2}. \quad (8) \end{aligned}$$

Заметим, что более наглядно преобразование (8) представляется на диаграмме Смита, если использовать зависимость

$$Z_{\text{вх}}(l) = Z_{\text{в}} \frac{1 + \Gamma(l)}{1 - \Gamma(l)}, \quad \Gamma(l) = \Gamma_{\text{н}} e^{-j2\beta l}, \quad (9)$$

где  $\Gamma(l)$  – коэффициент отражения в сечении  $l$ ;  $\Gamma_{\text{н}} = |\Gamma_{\text{н}}| e^{j\varphi} = \Gamma(0)$  – коэффициент отражения в сечении нагрузки; при этом функция  $\Gamma(l)$  на диаграмме Смита просто сдвигается по окружности радиуса  $|\Gamma_{\text{н}}|$  на угол  $\varphi_{\text{вх}} = \varphi - 2\beta l$  по часовой стрелке (это показывает направление 5 на рис. 1, б).

Входящее в (8), (9) волновое сопротивление зависит от погонных емкости  $C_1$  и индуктивности  $L_1$  (которые, в свою очередь, зависят от геометрических размеров сечения отрезков линии). При этом увеличение погонной емкости  $C_1$  будет приводить к уменьшению  $Z_{\text{в}} = \sqrt{\varepsilon} / (cC_1)$ , а увеличение погонной индуктивности  $L_1$ , наоборот, к увеличению  $Z_{\text{в}} = \sqrt{\varepsilon} L_1 / c$  ( $c$  – скорость света;  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость линии).

Заметим, что на практике обычно применяют короткие вставки с  $l \leq \lambda / 8$  ( $\beta l \leq \pi / 4$ ), для которых (4) упростится до

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{в}} \frac{Z_{\text{н}} + jZ_{\text{в}} \operatorname{tg} \beta l}{Z_{\text{в}} + jZ_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l} \approx Z_{\text{в}} \frac{Z_{\text{н}} + jZ_{\text{в}} \beta l}{Z_{\text{в}} + jZ_{\text{н}} \beta l}. \quad (10)$$

Тогда соответствующим выбором волнового сопротивления  $Z_{\text{в}}$  и длины вставки  $l$  часто удастся реализовать следующие важные случаи в (10):

$$|Z_{\text{н}}| \beta l \ll Z_{\text{в}} \Rightarrow Z_{\text{вх}} \approx \frac{Z_{\text{н}} + jZ_{\text{в}} \beta l}{1 + j(Z_{\text{н}} / Z_{\text{в}}) \beta l} \approx Z_{\text{н}} + jZ_{\text{в}} \beta l;$$

$$Z_{\text{в}} \beta l \ll |Z_{\text{н}}| \Rightarrow \frac{1}{Z_{\text{вх}}} \approx \frac{1}{Z_{\text{н}}} + \frac{j\beta l}{Z_{\text{в}}}; \quad (11)$$

$$|Z_{\text{н}}| \beta l \gg Z_{\text{в}} \Rightarrow Z_{\text{вх}} \approx Z_{\text{в}} \frac{Z_{\text{н}} + jZ_{\text{в}} \beta l}{jZ_{\text{н}} \beta l} \approx \frac{Z_{\text{в}}^2}{Z_{\text{н}}} + \frac{Z_{\text{в}}}{j\beta l};$$

$$Z_{\text{в}} \beta l \gg |Z_{\text{н}}| \Rightarrow \frac{1}{Z_{\text{вх}}} \approx \frac{Z_{\text{в}} + jZ_{\text{н}} \beta l}{jZ_{\text{в}}^2 \beta l} \approx \frac{Z_{\text{н}}}{Z_{\text{в}}^2} + \frac{1}{jZ_{\text{в}} \beta l}.$$

Здесь в первом случае получили эквивалент последовательного добавления к нагрузке индуктивности  $L = Z_{\text{в}} l / c$ , так как  $\beta l = \omega l / c$ ; во втором – эквивалент параллельного добавления емкости  $C = l / cZ_{\text{в}}$ ; в третьем – эквивалент последовательного добавления емкости  $C = l / cZ_{\text{в}}$  с дополнительным преобразованием  $Z_{\text{н}}$ ; в чет-

вертом случае – эквивалент параллельного добавления индуктивности  $L = Z_B l / c$  с дополнительным преобразованием  $Z_B$ .

Таким образом, специальным выбором параметров нескольких последовательно включенных вставок можно создавать разные эквивалентные структуры из последовательно и параллельно включенных емкостей и индуктивностей, включая эквиваленты последовательных и параллельных колебательных контуров. Добавление к ним рассмотренных ранее шлейфов только увеличит многообразие вариантов реализации согласующих устройств из отрезков линий передачи. При этом их электрические эквиваленты из емкостей и индуктивностей часто могут совпадать или же отличаться незначительно.

Отдельно кратко остановимся на визуализации процессов последовательного соединения вставок из отрезков линий на комплексной диаграмме Смита. Так как последняя строится обычно в нормированных сопротивлениях  $Z_n / Z_B$ , в случае вставки отрезка линии с другим  $Z_B'$  требуется либо переходить к другой диаграмме Смита, либо ввести перемасштабирование на исходной диаграмме в точках стыков разных линий:

$$\frac{Z_{\text{вх}}}{Z_B'} = \left( \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_B} \right) \left( \frac{Z_B}{Z_B'} \right) \Rightarrow \frac{R_{\text{вх}}}{Z_B'} = \left( \frac{R_{\text{вх}}}{Z_B} \right) \left( \frac{Z_B}{Z_B'} \right);$$

$$\frac{X_{\text{вх}}}{Z_B'} = \left( \frac{X_{\text{вх}}}{Z_B} \right) \left( \frac{Z_B}{Z_B'} \right). \quad (12)$$

При этом если волновое сопротивление следующей вставки увеличивается ( $Z_B / Z_B' < 1$ ), то в соответствии с (12) точки стыка на диаграмме Смита должны смещаться влево и к оси координат. Если, наоборот, оно уменьшается ( $Z_B / Z_B' > 1$ ), то точки стыка должны смещаться вправо и от оси координат. В качестве примера для условного варианта последовательного соединения трех отрезков линий визуализация преобразования сопротивления нагрузки 3 показана на рис. 1, а.

Так как такое перемасштабирование меняет (увеличивает или уменьшает) радиус окружности  $|\Gamma_{\text{вх}}|$ , это становится второй координатой дополнительно к координате изменения  $l$ , позволяя перемещаться по диаграмме Смита в любых направлениях. При этом также меняются размеры достижимых областей преобразований

$Z_{\text{вх}}(l) = R_{\text{вх}}(l) + j X_{\text{вх}}(l)$  при сдвиге входного сечения на расстояние  $l$ .

#### IV. Изменение знака реактивного сопротивления нагрузки с помощью вставки отрезка линии передачи

Так как при вставке после нагрузки отрезка линии длиной  $l$  коэффициент отражения  $\Gamma$  на диаграмме Смита сдвигается по окружности радиуса  $|\Gamma_n|$  на угол  $\varphi_{\text{вх}} = \varphi - 2\beta l$  по часовой стрелке (направление 5 на рис. 1, б), можно перейти в другую полуплоскость, тем самым изменив знак реактивного сопротивления. При этом будут меняться значения входного сопротивления в новом сечении  $l$ , а также его частотные зависимости.

В качестве примера приведем два простых варианта таких преобразований. В первом случае выберем  $l = \lambda / 4$ . Тогда из (4) получаем

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_B^2}{Z_n} = \frac{Z_B^2}{R_n^2 + X_n^2} (R_n - jX_n), \quad (13)$$

т. е. сопротивление нагрузки переводится в проводимость с дополнительным действительным коэффициентом пропорциональности  $Z_B^2$ .

Такое преобразование может оказаться полезным для случаев  $Z_B^2 \sim R_n^2 + X_n^2$ , но плохо подходит для сильно укороченных антенн с чрезмерно большими емкостными сопротивлениями  $X_n$  и малыми  $R_n$ .

Во втором случае длину  $l$  выберем из следующего условия в (8):

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \beta l = \frac{Z_B}{X_n} &\Rightarrow Z_{\text{вх}} = Z_B \frac{R_n + j(X_n + Z_B \operatorname{tg} \beta l)}{jR_n \operatorname{tg} \beta l} = \\ &= \frac{X_n^2 + Z_B^2}{R_n} - jX_n. \end{aligned} \quad (14)$$

Здесь для сильно укороченных антенн  $R_{\text{вх}}$  чрезмерно возрастет, а  $X_n$  только поменяет знак:  $X_{\text{вх}} = -X_n$ .

Важно обратить внимание, что при работе с отрезками линий передачи появляется дополнительная частотная зависимость через величину  $\beta l = 2\pi l / \lambda = \omega l / c$  ( $c$  – скорость света), которую требуется учитывать при широкополосном согласовании. Поэтому в общем случае частотную зависимость  $Z_{\text{вх}}(\omega)$  рекомендуется оценивать через ее линеаризацию:

$$Z_{\text{вх}}(\omega) \approx Z_{\text{вх}}(\omega_0) + (\partial Z_{\text{вх}} / \partial \omega_0)(\omega - \omega_0).$$

Для качественных оценок можно также использовать диаграмму Смита, на которой малое

изменение частоты  $\omega$  в (8) (без учета частотного изменения сопротивления нагрузки) будет эквивалентно в соответствии с (9) малому изменению длины линии (так как  $\beta l = 2\pi l / \lambda = \omega l / c$ ). То есть имеются соответствующие малые перемещения по окружности радиуса  $|\Gamma_n|$ .

С увеличением частоты сдвиг происходит по часовой стрелке, а при уменьшении – против часовой стрелки. Это иногда даже можно использовать в ослабляющих частотную зависимость схемах.

Также заметим, что вставка отрезка линии после нагрузки не изменяет значения  $|\Gamma_{вх}| = |\Gamma_n|$ , а значит, и значение КСВ. Но она перераспределяет значения  $R_{вх}$ ,  $X_{вх}$ , а также их частотные зависимости, что может упростить реализацию широкополосного согласующего устройства. При этом рекомендуется входное сопротивление перемещать в левую полуплоскость диаграммы Смита ближе к горизонтальной оси, так как здесь меньше изменяется сопротивление по сравнению с таким же перемещением в правой полуплоскости.

#### **V. Варианты синтеза двухэлементных согласующих структур с использованием отрезков линий передачи**

Основные области расположения комплексного сопротивления нагрузки на диаграмме Смита показаны на рис. 1, *с*. Например, случаю антенн, работающих в резонансных режимах при  $X_{вх} = 0$  соответствует горизонтальная ось, удлиненным вибраторным антеннам – обычно область 2 ( $R_{вх} > Z_в, X_{вх} > 0$ ), а укороченным вибраторам – область 4 ( $R_{вх} < Z_в, X_{вх} < 0$ ).

Для этих областей двухэлементные СУ на сосредоточенных реактивных элементах приведены на рис. 1, *д* [13]. В них применены четыре первых способа перемещения по диаграмме Смита, показанные на рис. 1, *б*: 1 – последовательное присоединение емкости; 2 – последовательное присоединение индуктивности; 3 – параллельное присоединение емкости; 4 – параллельное присоединение индуктивности. Реализовать эти емкости и индуктивности через отрезки линий не представляет особого труда, если воспользоваться вариантами замен, описанными в пп. II и III настоящей статьи.

Кроме того, как отмечалось ранее, при работе с отрезками линий появляется еще одна степень свободы при перемещении по диаграмме Смита (это направление 5 на рис. 1, *б*), когда коэффициент отражения  $\Gamma$  сдвигается по окружности радиуса  $|\Gamma_n|$  на угол  $\varphi_{вх} = \varphi - 2\beta l$  по часовой стрелке.

Такое перемещение по диаграмме Смита позволяет предложить еще восемь дополнительных вариантов двухэлементных СУ. Для случая укороченных вибраторных антенн они показаны на рис. 1, *е*. Здесь по аналогии с рис. 1, *д* в сечении 1 согласование обеспечивается параллельной индуктивностью; в сечении 2 (точка узла) – с помощью повышающего четвертьволнового трансформатора сопротивлений; в сечении 3 – параллельной емкостью; в сечении 4 – последовательной емкостью; в сечении 5 (точка пучности) – с помощью понижающего четвертьволнового трансформатора сопротивлений; в сечении 6 – последовательной индуктивностью. Через конечное число полуволн такие же сечения согласования будут повторяться, однако чувствительность к изменению частоты повысится, так как  $\beta l = \omega l / c$ .

Очевидно, что реактивности в вариантах 1, 3, 4, 6 при необходимости могут быть заменены соответствующими отрезками линий (см. пп. II и III настоящей статьи). Например, это могут быть реактивные шлейфы с параллельным или последовательным включением в схему.

В последовательных схемах согласования 4 и 6 сечение врезки выбирается из условия, чтобы входное сопротивление имело активную составляющую:  $Re(Z_{вх}) = R_{вх} = Z_в$ . Добавляя к нему компенсирующую реактивность противоположного знака, добиваются с учетом (9) выполнения условий согласования:

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

$$\cos \psi = |\Gamma_n| \Rightarrow l \Rightarrow X_{\text{комп}} = -2Z_в \operatorname{ctg} \psi. \quad (15)$$

В параллельных схемах согласования 1 и 3 сечение для врезки реактивности выбирается из условия, чтобы входная проводимость имела активную составляющую:  $Re(1/Z_{вх}) = 1/Z_в$ . Добавляя к ней параллельно компенсирующую реактивность (при этом проводимости будут складываться), добиваются с учетом (9) выполнения условий согласования:

$$\cos \psi = -|\Gamma_n| \Rightarrow l \Rightarrow X_{\text{комп}} = Z_в \operatorname{tg} \psi / 2. \quad (16)$$

Необходимые компенсирующие реактивные элементы с сопротивлением  $X_{\text{комп}}$  могут быть как обычными емкостями или индуктивностями, так и их эквивалентами, получаемыми на отрезках фидерных линий.

В сечениях 2 и 5 на рис. 1, *е* выполняется сначала перемещение в узел или пучность на линии передачи, в которых обнуляются  $X_{вх}$ . Далее трансформацией активного сопротивления с помощью отрезка линии  $l = \lambda / 4$  переходим

в точку согласования. Для этого волновое сопротивление трансформирующей вставки в соответствии с (4) выбирается из условия

$$Z_B = Z_{B,T}^2 / Z_{BX}. \quad (17)$$

Здесь трансформирующая линия длиной  $\lambda/4$  с волновым сопротивлением  $Z_{B,T}$  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 активным (точки 5 и 2 на рис. 1, e). Можно показать с учетом (9), что при этом получается:

$$\begin{aligned} \varphi_n - 2\beta l_1 &= 2n\pi: \\ Z_{BX} &= Z_B \cdot KCB, \quad Z_{B,T} = Z_B \sqrt{KCB}; \\ \varphi_n - 2\beta l_2 &= 2n\pi + \pi: \\ Z_{BX} &= Z_B / KCB, \quad Z_{B,T} = Z_B / \sqrt{KCB}. \end{aligned} \quad (18)$$

При согласовании в пучности потребуется 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 (соответственно, варианты 7 и 8 на рис. 1, e). Таким элементом конструктивно может являться разомкнутый или замкнутый шлейф.

Для высокодобротных нагрузок ( $|X_{BX}|/R_{BX} \gg 1$ ) с точки зрения ослабления частотной чувствительности согласующих устройств более перспективны варианты 1, 2, 7 на рис. 1, e. В них изменение частоты (длин дуг) будет приводить к меньшим изменениям  $X_{BX}$ , так как перемещение по диаграмме Смита в левой полуплоскости в меньшей мере изменяет сопротивление по сравнению с аналогичным перемещением в правой полуплоскости.

Таким образом, использование отрезков линий передачи для согласования комплексных нагрузок кратно увеличивает количество возможных вариантов реализации даже двухэлементных структур согласования, не говоря уже о структурах с большим числом реактивных элементов [14]. При выборе наилучшей из них следует использовать дополнительные критерии эффективности, включая показатели частотной чувствительности.

#### VI. Расширение полосы согласования на основе многоконтурных схем

Для простоты рассмотрим эту задачу на примере сосредоточенных реактивностей. Дальнейший переход к распределенным отрезкам линий может быть выполнен разными способами (см. пп. II и III настоящей статьи).

В теории и на практике встречается множество разных структур электрических схем для многоконтурного согласования. При этом для расширения полосы пассивного согласования часто предлагаются схемы, похожие на структуры полосовых фильтров на реактивных элементах (рис. 2).

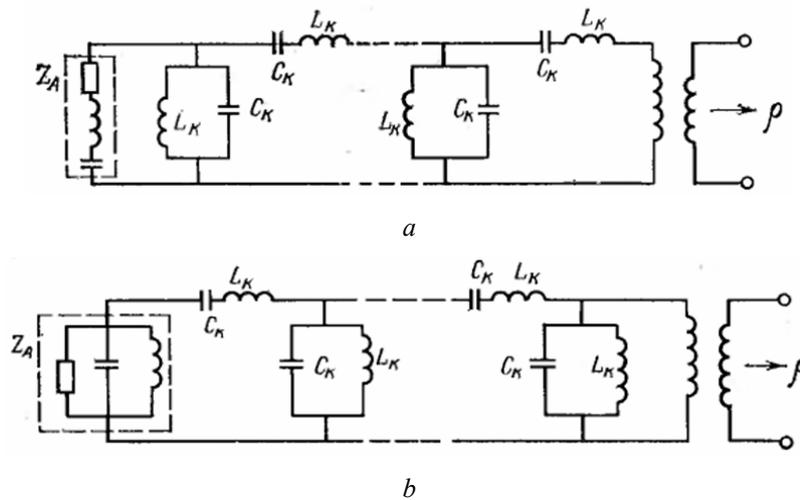


Рис. 2. Типовые структуры для расширения полосы согласования при представлении нагрузки электрическими эквивалентами в виде последовательного (а) и параллельного (б) колебательных контуров

Fig. 2. Typical structures for expanding the matching band when the load is represented by electrical equivalents in the form of series (a) and parallel (b) oscillatory circuits

Так, если электрический эквивалент нагрузки представляется последовательным колебательным контуром, то в результирующей структуре рекомендуют чередовать звенья из двух внутренних контуров «параллельный колебательный контур → последовательный колебательный контур». Если электрический эквивалент нагрузки представляется параллельным колебательным контуром, то в структуре чередуются звенья другой последовательности пар внутренних контуров: «последовательный колебательный контур → параллельный колебательный контур».

Выбор таких структур можно пояснить с помощью формул

$$\Gamma_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{вх}} - Z_{\text{в}}}{Z_{\text{вх}} + Z_{\text{в}}} = \frac{(R_{\text{вх}} - Z_{\text{в}}) + jX_{\text{вх}}}{(R_{\text{вх}} + Z_{\text{в}}) + jX_{\text{вх}}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 1 - |\Gamma_{\text{вх}}|^2 = \frac{4R_{\text{вх}}Z_{\text{в}}}{(R_{\text{вх}} + Z_{\text{в}})^2 + X_{\text{вх}}^2}, \quad (19)$$

где выражение  $1 - |\Gamma_{\text{вх}}|^2$  должно вести себя как полосовой фильтр, традиционно синтезируемый из последовательных и параллельных контуров.

Так как первое звено на рис. 2 задано сопротивлением согласуемой нагрузки, такой синтез приходится дополнять трансформатором активных сопротивлений (он фактически позволяет изменять  $Z_{\text{в}}$  в (19)).

На практике наибольший вклад в расширение полосы согласования вносят первые одно-два звена. Для таких случаев расчет СУ проще выполнить типовыми процедурами анализа электрических цепей без использования общей теории синтеза многозвенных структур. Получающиеся формулы также можно найти в разных справочниках. Следует иметь в виду, что вклад каждого последующего звена должен сильно уменьшаться в соответствии с фундаментальным ограничением Фано на полосу пассивного согласования комплексных нагрузок.

Для общего понимания внутренних частотных свойств таких структур приведем минимальные выкладки. Запишем преобразование сопротивлений на одном звене схемы рис. 2, *a*:

$$Z_1 = R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1),$$

$$1/Z_2 = 1/Z_1 + j(\omega C_2 - 1/\omega L_2) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 1/Z_1 = [R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1)]/K_1,$$

$$K_1(\omega) \equiv R_1^2 + (\omega L_1 - 1/\omega C_1)^2;$$

$$1/Z_2 = R_1/K_1 +$$

$$+ j[(C_2 - L_1/K_1)\omega - (1/L_2 - 1/C_1 K_1)/\omega]. \quad (20)$$

Тогда для расширения полосы согласования желательно обеспечить

$$C_2 - L_1/K_1 \rightarrow 0, \quad 1/L_2 - 1/C_1 K_1 \rightarrow 0. \quad (21)$$

Для случаев расширения полосы вокруг резонансной частоты антенны параметры  $R_1, C_1, L_1$  сразу будут задаваться электрическим эквивалентом антенны. При этом в соответствии с последним выражением (20) вклад реактивностей  $C_1, L_1$  можно значительно уменьшить с помощью выбора  $C_2, L_2$  в (21), но только в полосе примерно постоянного  $K_1(\omega)$  вокруг резонансной частоты  $L_1 C_1 = 1/\omega_0^2$ .

Для случаев укороченных антенн их электрический эквивалент в наибольшей мере характеризуется двумя параметрами –  $R_1$  и  $C_1$ , причем емкостное сопротивление на порядок может превосходить активное сопротивление. Однако вставкой отрезка линии можно «перенести» сопротивление антенны в точку узла или пучности, т. е. перейти к предыдущему резонансному случаю. В качестве альтернативного варианта для уменьшения вклада емкости  $C_1$  в рассогласование, значение  $L_1$  можно также выбирать из требования к заданному увеличению  $K_1$  в (21).

Общую схему преобразования сопротивлений для рис. 2 можно представить как последовательное их преобразование на звеньях типовой структуры. Для схем на рис. 2, *a* такие звенья состоят сначала из последовательного и потом – параллельного колебательных контуров. Они описываются по аналогии с (20). Для схем на рис. 2, *b* последовательность контуров меняется. Их расчет будет совершенно аналогичным, если от сопротивлений перейти к проводимостям.

Таким образом, при синтезе многозвенной согласующей структуры потребуется выполнить итерационное преобразование комплексного сопротивления нагрузки на основе (20) с последовательным уменьшением реактивных составляющих на выходе звеньев в заданной полосе согласования. Реализовать такой алгоритм программно с выбором наилучших сочетаний параметров не представляет особого труда.

## VII. Моделирование влияния инженерного выбора структуры СУ с использованием отрезков линий на расширение частотной полосы согласования антенны

Из-за большого многообразия известных вариантов согласования в практических приложениях структурно-параметрический синтез согласующего устройства инженеры часто проводят методом перебора «приемлемых» для производ-

ства вариантов. При этом широко используется простая и удобная программа RFSim99, которая была применена и здесь.

В качестве примера согласуемой нагрузки выберем антенну с уменьшенным размахом плеч, описанную в статье [15]. Она предназначена для работы в полосе частот 235...280 МГц. Для этого диапазона был выбран электрический эквивалент антенны, изображенный на рис. 3. Там же на диаграмме Смита показана мера его согласования с волновым сопротивлением 20 Ом в полосе частот 235...280 МГц, которая оказалась слишком узкой и недостаточной для всей полосы.

Для расширения частотной полосы согласования на основе практического опыта были предложены разные структуры СУ, реализуемые на отрезках линий. В итоге для моделирования были выбраны структуры, показанные на рис. 4 (там же указаны длины отрезков линий передачи и их волновые сопротивления). При этом в ряде схем согласование выполнено на волновое сопротивление, отличное от 50 Ом. При этом пред-

полагалась установка на выходе дополнительно го трансформатора активного сопротивления.

На рис. 5 приведены полученные при моделировании частотные характеристики результатов согласования. Нумерация его графиков соответствует нумерации схем согласования на рис. 4.

Для демонстрации зависимости качества согласования от структуры и параметров согласующего устройства на основе отрезков линий передачи были выбраны и исследованы следующие варианты согласующих устройств с реализацией: на последовательных отрезках длинных линий (рис. 4, *a, b* и 5, *a, b*), на последовательных отрезках с выравнителем (рис. 4, *c* и 5, *c*), на отрезках и контурном выравнителе (рис. 4, *d* и 5, *d*), на параллельно-последовательных отрезках ДЛ (рис. 4, *e* и 5, *e*), на отрезке длинной линии (рис. 4, *f, g* и 5, *f, g*), на параллельных отрезках длинных линий (рис. 4, *h* и 5, *h*), на отрезках длинных линий (рис. 4, *i, j, k* и 5, *i, j, k*), а также каскадное СУ на отрезках длинных линий (рис. 4, *l* и 5, *l*).

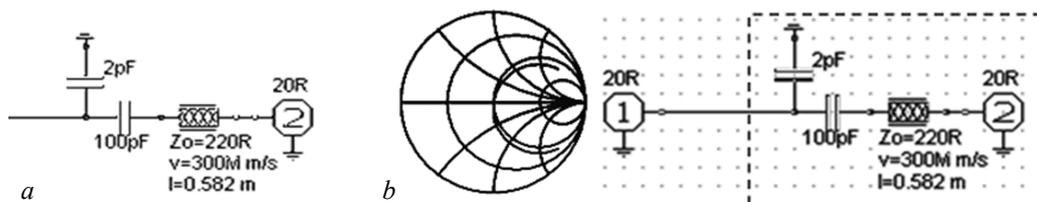


Рис. 3. Электрический эквивалент антенны (*a*) и мера его согласования с волновым сопротивлением 20 Ом (*b*) в полосе частот 235...280 МГц (показанная на диаграмме Смита)

Fig. 3. The electrical equivalent of the antenna (*a*) and the measure of its matching with the characteristic impedance of 20 Ohm (*b*) in the frequency band 235...280 MHz (shown in the Smith chart)

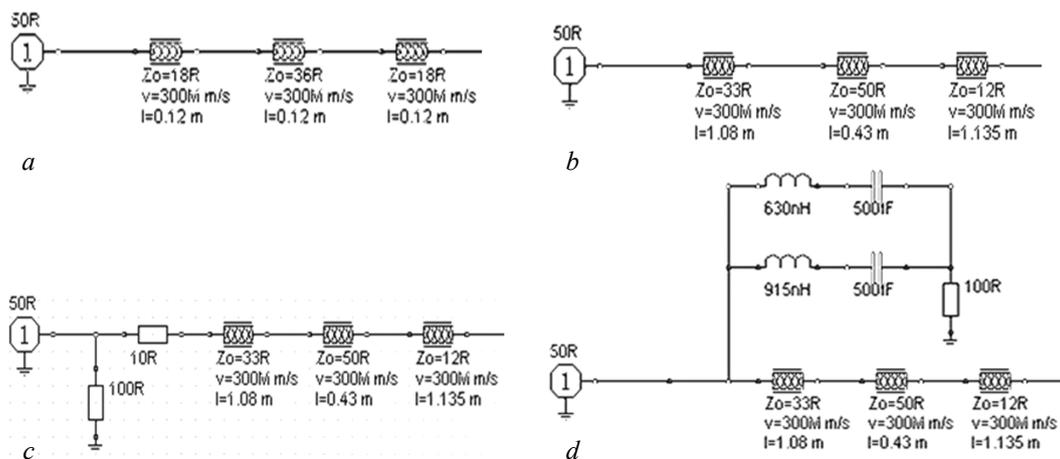


Рис. 4. Варианты согласующих контуров для разных структур ШСУ: на последовательных отрезках длинных линий (*a, b*), на последовательных отрезках с выравнителем (*c*), на отрезках и контурном выравнителе (*d*)

Fig. 4. Variants of matching contours for different BMD structures: on successive segments of long lines (*a, b*), on successive segments with an equalizer (*c*), on segments and a contour equalizer (*d*)

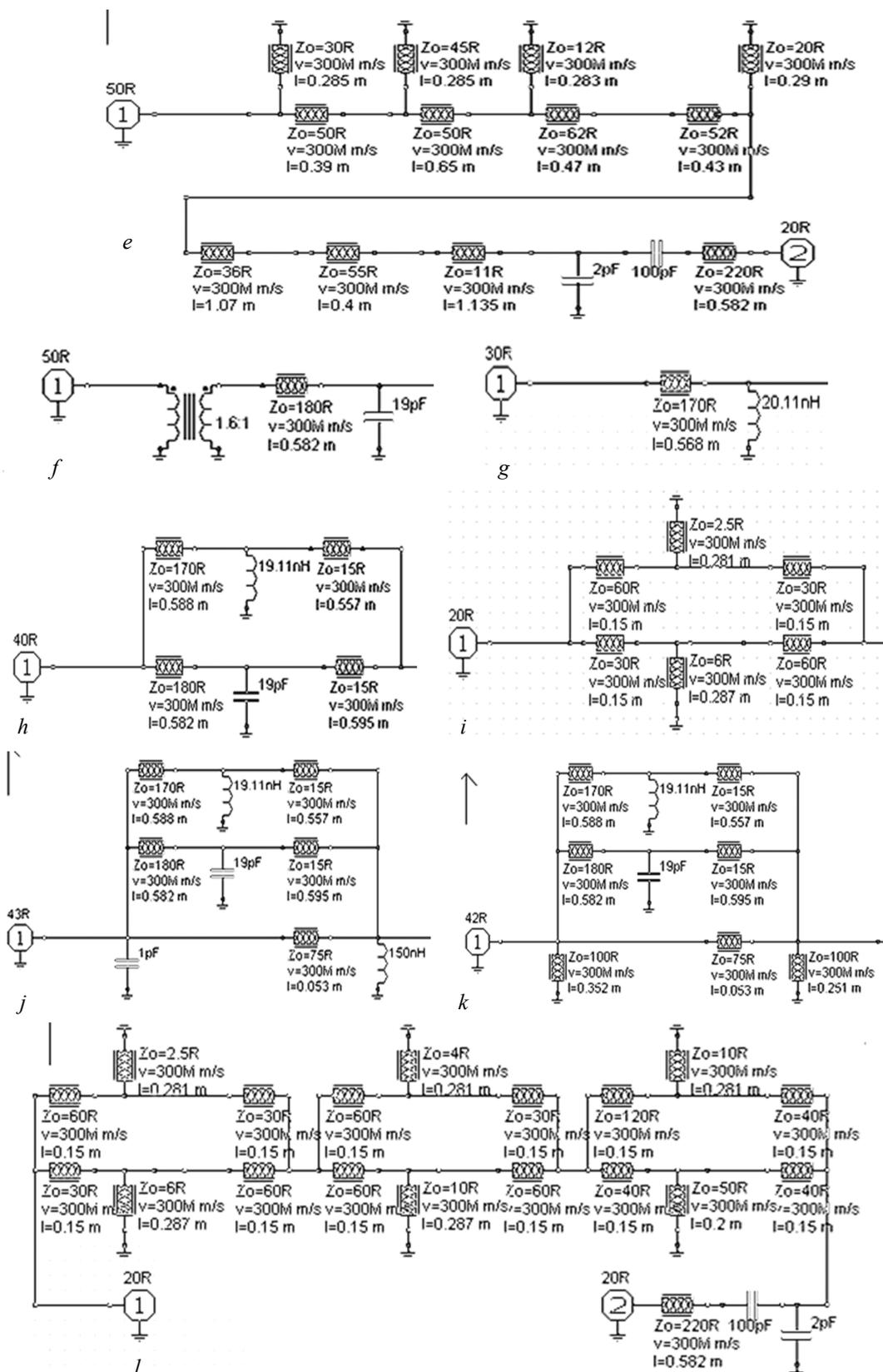


Рис. 4 (окончание): на параллельно-последовательных отрезках ДЛ (e), на отрезке длинной линии (f, g), на параллельных отрезках длинных линий (h), на отрезках длинных линий (i, j, k), каскадное СУ на отрезках длинных линий (l)

Fig. 4 (continued): on parallel-consecutive segments of LL (e), on a segment of long lines (f, g), on parallel segments of long lines (h), on segments of long lines (i, j, k), cascading SU on segments of long lines (l)

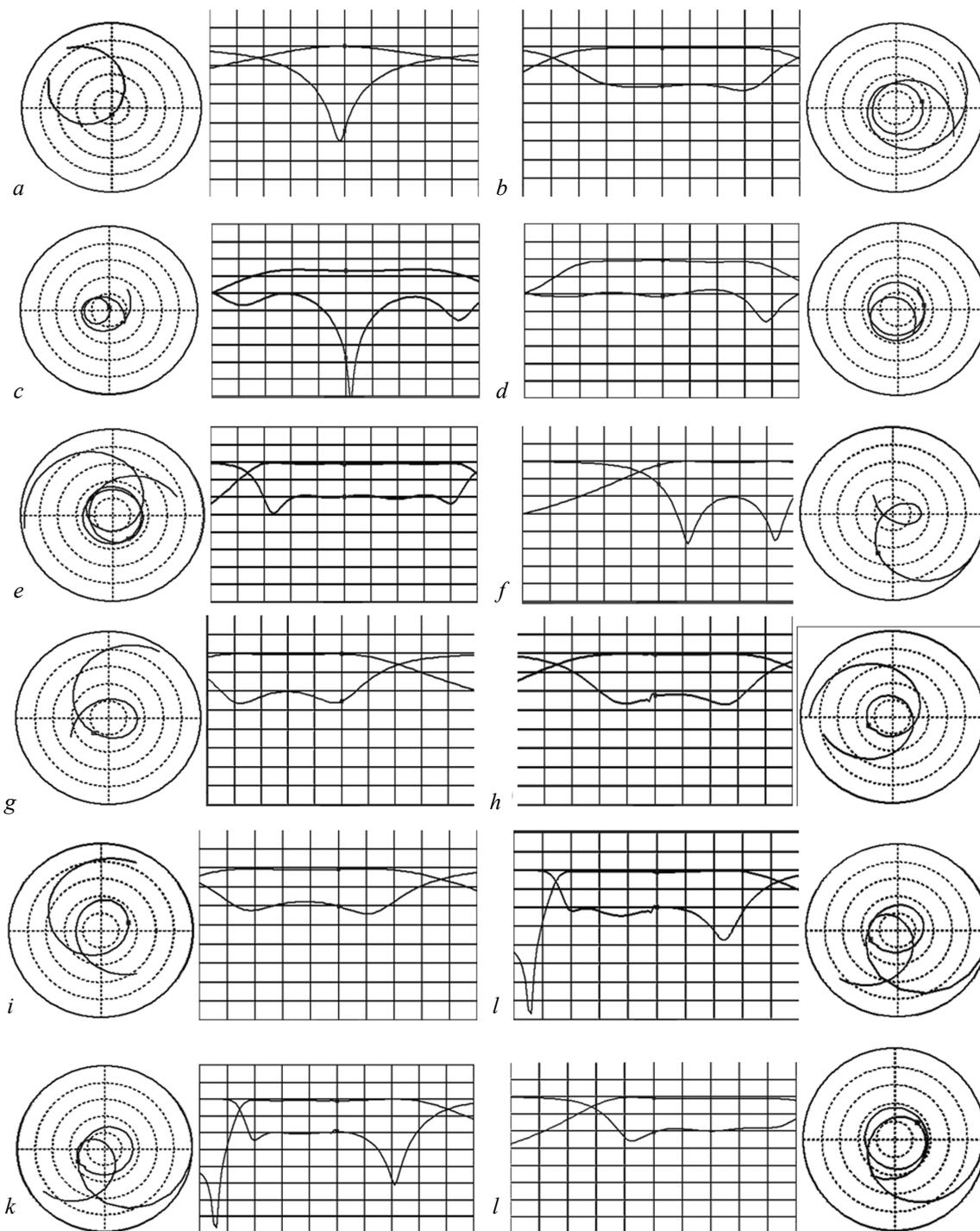


Рис. 5. Результаты согласования в полосе частот 235...280 МГц, показанные на диаграмме Смита и с разверткой по частоте (по номерам соответствуют структурам на рис. 4)

Fig. 5. Matching results in the 235...280 MHz bandwidth shown in Smith chart and swept frequency (by numbers correspond to structures in Fig. 4)

На всех графиках на рис. 5 по горизонтали отложены частоты 235...280 МГц, а по вертикали – от –40 до +10 дБ. Нижние кривые соответствуют коэффициенту отражения  $|S_{11}|$ , где значению –10 дБ отвечает значение  $|S_{11}|=1/3$ , что эквивалентно КСВ = 2. В свою очередь, верхние кри-

вые показывают частотную зависимость коэффициента пропускания  $|S_{21}|$ , причем  $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ . Дополнительно на диаграммах Смита наглядно изображено частотное поведение коэффициента отражения в диапазоне частот 235...280 МГц.

Результаты показывают, что приведенные схемы согласования улучшают исходные характеристики (рис. 3, *b*). Однако они в основном оказались приемлемы для согласования с  $KCB \leq 2$  в своих более узких частотных интервалах по сравнению со всей моделируемой полосой.

С точки зрения достижения наиболее широкополосного согласования можно утверждать следующее. Схемы на рис. 4, *a, b* из последовательного соединения трех отрезков разных линий передачи получились малоэффективными по критерию расширения полосы согласования. Схема на рис. 4, *c* имеет хорошие частотные характеристики, но используется трансформатор сопротивлений на резисторах в 10 и 100 Ом, что ухудшает КПД. Достигнутая широкая полоса отчасти объясняется уменьшением добротности схемы за счет дополнительных резисторов. В схеме на рис. 4, *d* с небольшим ухудшением результатов выполнена попытка уменьшить потери в трансформаторе путем изменения его структуры за счет исключения резистора на 10 Ом. На схеме рис. 4, *e* выполнена дальнейшее изменение трансформатора путем исключения обоих резисторов, однако полоса согласования при этом уменьшилась. В схемах на рис. 4, *f, g* использованы комбинированные структуры, включающие один отрезок линии передачи, широкополосный трансформатор активных сопротивлений и параллельное подключение сосредоточенных реактивностей (емкости и индуктивности). При этом полосы согласования остались зауженными. Не получилось достичь полной полосы согласования и в остальных, более сложных, схемах на рис. 4. Из них схемы на рис. 4, *h, j, k* являются гибридными (состоят из отрезков линий и сосредоточенных реактивностей), а также для получения 50 Ом на выходе требуют дополнительной небольшой трансформации активного сопротивления. Схемы на рис. 4, *i, l* собраны только на отрезках линий передачи, но по-прежнему требуется для получения на выходе 50 Ом установка дополнительного трансформатора активных сопротивлений. При этом схема на рис. 4, *l* получилась наиболее широкополосной, однако в ней даже за счет значительного усложнения своей структуры не получилось обеспечить согласование во всей полосе (235...280 МГц).

Таким образом, часто используемый инженерами метод перебора приемлемых для производства вариантов согласующих схем является достаточно трудоемким и не всегда наилучшим. Однако на практике он может эффективно применяться при умеренном расширении полос

пассивного согласования. Для обеспечения предельно достижимых размеров этих полос предпочтительнее использовать теоретические методы синтеза согласующих структур по критерию максимального расширения частотной полосы согласования. В то же время достигаемый ими некоторый эффект обычно имеет цену чрезмерного усложнения согласующих схем из-за значительного увеличения числа внутренних контуров. Поэтому на практике часто оказывается эффективнее улучшить частотные свойства антенны путем некоторого изменения ее конструкции или ухудшения добротности.

### Заключение

Рассмотренные инженерные приемы для модернизации, корректировки и настройки схем согласования антенных систем показывают их большое разнообразие, которое только увеличивается с использованием отрезков линий передачи. При этом области их эффективного применения зависят от конкретных частотных свойств сопротивлений согласуемых нагрузок.

В общем случае методы структурно-параметрического синтеза широкополосных СУ с использованием отрезков линий можно разделить на три группы. Первая группа основывается на использовании аналитических методов, сразу дающих рекомендации для выбора структуры и значения параметров СУ. Отчасти сюда можно отнести методику, рассмотренную в п. 6 данной статьи с соответствующим переходом от контуров из сосредоточенных реактивностей к их эквивалентам в виде отрезков линий передачи.

Во второй группе осуществляется перебор инженерно осмысленных структур с постепенным их усложнением и сопровождающая этот процесс численная оптимизация параметров для каждой из структур. Варианты структур выбираются с помощью комплексной диаграммы Смита с глубоким пониманием ее свойств. Сюда, в том числе, можно отнести рассмотренные в п. 5 данной статьи двухэлементные структуры с последовательным их дополнением и расширением при необходимости. Основным критерий выбора – ширина полосы согласования, которая градиентно максимизируется в условиях заданного ограничения на КСВ. При этом начальным приближением могут быть выбраны результаты предварительного инженерного синтеза по диаграмме Смита.

Третья группа методов решает задачу синтеза устройства широкополосного согласования чисто вычислительными средствами. Здесь выполняется последовательный перебор выбран-

ных структур из заранее составленной базы типовых вариантов разной сложности. Одновременно с этим выполняется оптимальная настройка параметров каждой структуры на максимум полосы согласования при заданном ограничении на КСВ. Так как число варьируемых параметров невелико, оптимизацию можно проводить тоже простым перебором по выбранным сеткам дискретизации, что снимет проблему локальных экстремумов. На последнем этапе предложенные решения экспертно оцениваются специалистом на удобство их практической реализации и на чувствительность к изменению параметров электрических схем (например, при их старении). Рассмотренные в статье инженерные решения по синтезу широкополосных согласующих устройств могут наглядно дополнять предлагаемые в современной литературе методы автоматизированного синтеза таких СУ с применением процедур многокритериальной оптимизации.

Важно подчеркнуть, что все перечисленные методы структурно-параметрического синтеза СУ работают только внутри фундаментального ограничения Фано на потенциально достижимую ширину полосы согласования. Поэтому параллельно с ними для многократного расширения полосы согласования высокодобротных нагрузок (к которым относятся сильно укороченные антенны) в настоящее время активно развиваются другие перспективные методы согласования на нефостеровских элементах с включением в электрические схемы активных инверторов знака реактивных элементов с помощью операционных усилителей или транзисторов. Однако это новое большое направление имеет свои особенности и выходит за рамки статьи.

#### Список литературы

1. Филиппович Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений. Минск : Военная академия РБ, 2004. 175 с.
2. Простые широкополосные согласующие устройства длинноволновых радиовещательных антенн / Т. А. Гайнутдинов, Н. И. Гаранкина, В. Г. Кочержевский, А. С. Гусава // Т-Comm: Телекоммуникация и транспорт. 2014. № 11. С. 33–39.
3. 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.
4. Головкин А. А., Можяева Е. И. Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн

нефостеровскими цепями // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2016. Вып. 2. С. 59–62.

5. 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.

6. Чернышев Б. В. Широкополосное согласование укороченных антенн // Журнал радиоэлектроники. 2017. № 7. С. 10. ISSN 1684-1719.

7. 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.

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

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

10. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств сверхвысоких частот на неоднородных шлейфах / С. В. Куликов, Р. А. Гудаев, А. А. Михалченко, А. В. Зеленков, Ю. М. Викулова // Труды МАИ. 2017. Вып. 95. С. 11.

11. Свириденко А. А. Описание широкополосных согласующих и частотно-избирательных цепей с помощью обобщенной матрицы рассеяния // Доклады БГУИР. 2017. № 5 (107). С. 26–31.

12. Янцевич М. А., Филиппович Г. А. Методика синтеза многополосных согласующих устройств // Доклады БГУИР. 2019. № 7-8 (126). С. 66–72.

13. Верба Б. П., Шишаков К. В. Структурно-параметрический синтез согласующих устройств для КВ- и УКВ-антенн // Интеллектуальные системы в производстве. 2020. № 2. С.

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

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.

#### References

1. Filipovich G.A. *Shirokopolosnoe soglasovanie soprotivleniy* [Broadband coordination of resistance]. Minsk, RB military academy Publ., 2004, 175 p. (in Russ.).
2. Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhevskii V.G., Gusava A.S. [The simple broadband coordinating devices of long-wave broadcasting antennas].

*T-Comm: Telekommunikatsiya i transport*, 2014, no. 11, pp. 33-39 (in Russ.).

3. Gainutdinov T.A., Garankina N.I., Kocherzhevskii V.G. [The two-unit coordinating device of long-wave broadcasting antennas]. *T-Comm: Telekommunikatsiya i transport*, 2015, vol. 9, no. 6, pp. 48-56 (in Russ.).

4. 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.).

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

6. Chernyshev B.V. [Broadband coordination of the truncated antennas]. *Zhurnal radioelektroniki*, 2017, no. 7, p. 10 (in Russ.). ISSN 1684-1719.

7. 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.

8. Konopliiskii 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.).

9. Volhin D.I. *Sintez shirikopolosnuh soglasuyushih ustroystv s zadannymi fazovymi harakteristikami* [Syn-

thesis of broadband matching devices with the set phase characteristics]: PhD thesis. Novosibirsk, 2018, 148 p. (in Russ.).

10. Kulikov S.V., Gudaev R.A., Michalchenkov A.A., Zelenkov A.V., Vikulova Yu. M. [Technique of synthesis of the broadband coordinating devices of ultrahigh frequencies on non-uniform loops]. *Trudy MAI*, 2017, no. 95, p. 11 (in Russ.).

11. Sviridenko A.A. [The description of the broadband coordinating and frequency-selective chains by means of the generalized dispersion matrix]. *Doklady BGUIR*, 2017, no. 5, pp. 26-31 (in Russ.).

12. Yanysevich M.A., Filipovich G.A. [Technique of synthesis of the multiband coordinating devices]. *Doklady BGUIR*, 2019, no. 7-8, pp. 66-72 (in Russ.).

13. Verba B.P., Shishakov K.V. [Structural and parametrical synthesis coordinating devices for HF and VHF antennas]. *Intellektualnye sistemy v proizvodstve*, 2020, no. 2, pp. \_\_\_\_\_ (in Russ.).

14. Verba B.P., Shishakov K.V. [Expansion of frequency band of approval antennas by means of reactive elements]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2020, no. 2, pp. 69-81 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2020-2-69-81.

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.

## Engineering Synthesis of VHF Antenna Matching Structures with Feeder Line Segments

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

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

*Engineering methods of synthesis of VHF antenna matching structures using sections of feeder lines are systematically considered. In this case, the choice of matching structures is limited to the use of reactive elements and sections of transmission lines. The possibilities and options for expanding the frequency band of passive matching on such elements are discussed. The clarity of the material is provided by its presentation on a complex Smith chart.*

*For the use of equivalent electrical circuits with lumped reactive elements, variants of their analogs in the form of loops of closed and open sections of transmission lines are presented, and the possibilities of creating equivalent series and parallel oscillatory circuits using aggregated two-element loops are shown.*

*The creation of reactances using inserts from line segments is considered. By choosing the parameters of the series-connected inserts, it is possible to create various equivalent structures from series and parallel-connected capacitors and inductors, series and parallel oscillatory circuits. Inserting a segment of the transmission line after the load additionally allows to redistribute the active and reactive components of the input resistance without changing the SWR, including changing the sign of the reactive component. At the same time, in order to simplify the implementation of a broadband matching device, it is recommended to move the input resistance closer to the horizontal axis in the left half-plane of the Smith diagram, since the resistance in it changes less compared to the right half-plane.*

*With the help of the Smith diagram, various variants of the synthesis of two-element matching structures with the use of transmission line segments are shown and methods for their calculation are given. The problem of broadening the matching band based on multi-loop circuits with a band-pass filter structure is discussed. To illustrate the effect of the structure of the matching device on the matching bandwidth, the results of engineering modeling the proposed structures for the case of a shortened antenna are presented.*

**Keywords:** VHF antennas, matching devices, sections of feeder lines, reactive elements, input impedance, structural-parametric synthesis.

Получено 28.05.2020

**Образец цитирования**

*Верба Б. П., Шишаков К. В.* Инженерный синтез структур согласования УКВ-антенн с использованием отрезков фидерных линий // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2020. Т. 23, № 3. С. 62–76. DOI: 10.22213/2413-1172-2020-3-62-76.

**For Citation**

Verba B.P., Shishakov K.V. [Engineering Synthesis of VHF Antenna Matching Structures with Feeder Line Segments]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2020, vol. 23, no. 3, pp. 62-76 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2020-3-62-76.