

УДК 621.372.88

Конструкторско-технологические аспекты разработки фазовращателя коротковолновой части миллиметрового диапазона волн

Комиссарова Е. В.^{1,*}, Крехтунов В. М.¹

[*mc_ken@list.ru](mailto:mc_ken@list.ru)

¹МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Предмет исследования – волноводные ферритовые фарадеевские фазовращатели для интегрированных элементов фазированных антенных решеток коротковолновой части миллиметрового диапазона волн с повышенным быстродействием и пониженной энергией управления. Численно анализируется влияние погрешностей изготовления и сборки фазовращателей на их электрические характеристики. Алгоритм расчета построен на основе решения задачи дифракции электромагнитных волн на ступенчатом переходе поперечно неоднородных неодноволновых волноводов в строгой электродинамической постановке методом частичных областей. Наличие воздушных и клеевых зазоров, возникающих при сборке фазовращателя учитывается введением дополнительных областей в расчетной модели ступенчатого перехода.

Ключевые слова: волноводный ферритовый фазовращатель, миллиметровый диапазон волн, фазированная антенная решетка, моделирование, согласование, технологические аспекты

Введение

В мировой практике накоплен большой опыт разработки и серийного производства волноводных ферритовых фазовращателей (ВФФВ), излучателей и интегрированных элементов фазированных антенных решеток (ФАР), предназначенных для работы в сантиметровом диапазоне волн. Пример успешного решения поставленной задачи дан в [1, 2], где обобщен опыт разработки и серийного производства многоэлементной ФАР X-диапазона комплекса С-300 ПМУ и описаны технологические операции, качество и точность выполнения которых существенно влияют на характеристики волноводных ферритовых фазовращателей и интегрированных элементов ФАР в целом. Для Ka-диапазона волн также известны элементы проходных и отражательных ФАР с широкоугольным электрическим сканированием луча, в которых используются волноводные ферритовые фазовращатели [3, 4].

В настоящее время закономерен повышенный интерес к радиотехническим системам с ФАР для коротковолновой части миллиметрового диапазона волн [5]. Однако при

разработке элементной базы для таких ФАР возникают определенные специфические проблемы, связанные с рабочей длиной волны. Созданию ВФФВ с такими же внешними характеристиками, как и у аналогичных устройств в диапазонах более длинных волн, препятствуют различные конструкторско-технологические факторы. К ним относятся: погрешности базирования излучателей и фазовращателей в интегрированных элементах ФАР и самих элементов в раскрыте ФАР, разброс значений продольных и поперечных размеров деталей при их изготовлении, возникновение клеевых и воздушных зазоров при сборке ВФФВ, толщины которых уже не являются пренебрежимо малыми по сравнению с длиной волны, изменение параметров используемых материалов в пределах, гарантируемых техническими условиями и др.

Перечисленные выше факторы должны быть учтены при расчете и проектировании элементов ФАР и при назначении обоснованных допусков в процессе налаживания серийного производства.

Эта задача успешно решается лишь при использовании расчетно-аналитических методик, базирующихся на электродинамических моделях высокого уровня для разрабатываемых устройств.

1. Постановка задачи

На рис. 1 показано продольное сечение волноводного ферритового фазовращателя. Он содержит расположенный вдоль оси волновода ферритовый стержень 1. Его продольное намагничивание осуществляется обмоткой намагничивания 2, размещенной на каркасе 3. Магнитная память ВФФВ обеспечивается внешним магнитопроводом в виде системы П-образных ферритовых скоб 4. Ферритовый блок, включающий стержень, скобы и систему намагничивания, размещен в волноводе 8, являющимся также корпусом ВФФВ. Вход и выход фазовращателя согласуются с волноводами тракта 9 ступенчатыми волноводно-диэлектрическими трансформаторами 5, 6, 7.

Выводы обмотки намагничивания 10 соединяются с источником питания, формирующим импульсы размагничивания и намагничивания переменной длительности при вольт-секундном способе управления фазовращателем.

Ферритовый стержень 1 не имеет токопроводящего покрытия боковой поверхности [4], благодаря чему ВФФВ отличается высоким быстродействием и минимально возможной для конкретной реализации энергией перемагничивания.

При сборке ВФФВ его отдельные детали соединяются клеевым способом (стержень, скобы, ступени диэлектрического перехода). При этом слои клея, возможные воздушные зазоры и смещения отдельных деталей, очевидно, влияют на характеристики ВФФВ и должны быть учтены на этапе расчета и проектирования устройства. В связи с этим, ставится задача анализа влияния вышеперечисленных технологических особенностей на характеристики ВФФВ коротковолновой части миллиметрового диапазона волн.

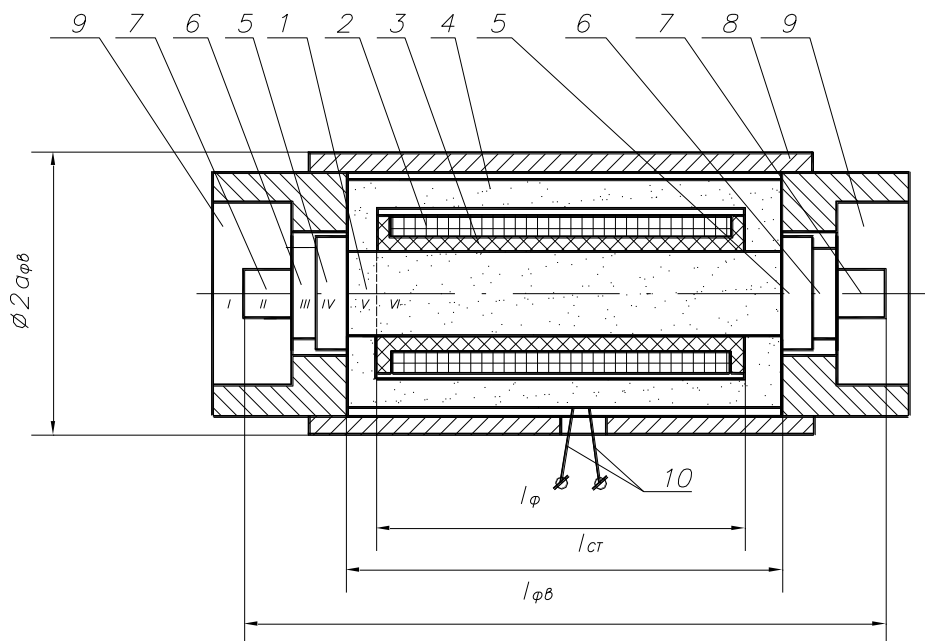


Рис. 1. Волноводный ферритовый фарадеевский фазовращатель

2. Электродинамическое моделирование ступенчатого волноводного перехода для ВФФВ

Алгоритм расчета волноводного перехода, согласующего ВФФВ с волноводным трактом или излучателем интегрированного элемента ФАР с учетом возможных воздушных или клеевых зазоров построен на основе решения задачи дифракции электромагнитных волн.

На рис. 2 показано продольное сечение ступенчатого волноводного перехода. Области 1,..., n,..., N – полубесконечные волноводы с поперечно неоднородным диэлектрическим заполнением; области 2,..., (N-1) – отрезки поперечно неоднородных волноводов с длинами $l_2, \dots, l_{N-1}$ соответственно. Волноводы могут иметь, например, круглое сечение диаметром $2R_n$ [15] или прямоугольное сечение с размерами $a_n \times b_n$ [10, 13].

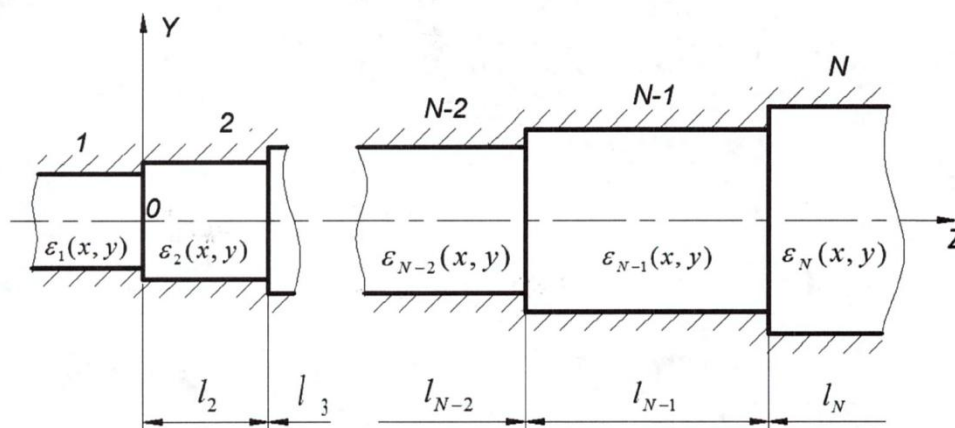


Рис. 2. Ступенчатый волноводный переход

Рассматривается возбуждение волновода 1 одной из его собственных волн типа $HE_{\tilde{q}_1}$ с единичной амплитудой и номером $\tilde{q}_1$, распространяющейся в направлении $+z$. Дифрагированные волны, возбужденные во всех областях перехода, должны удовлетворять граничным условиям задачи:

- условию излучения в области 1 при $z \rightarrow -\infty$;
- условию излучения в области N при $z \rightarrow +\infty$;
- условию непрерывности на границе областей n и n+1, т.е. при l_{n+1} :

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_{\perp n+1}(x, y) &= \bar{E}_{\perp n}(x, y) \\ \bar{H}_{\perp n+1}(x, y) &= \bar{H}_{\perp n}(x, y) \end{aligned} \right\} \text{при } (x, y) \in S_n \quad (1)$$

- граничному условию на проводящих фланцах

$$\bar{E}_{\perp n+1}(x, y) = 0 \text{ при } (x, y) \in \Delta S_n = S_{n+1} - S_n \quad (2)$$

Решению задачи дифракции электромагнитных волн на ступенчатом волноводном переходе методом частичных областей (метод Треффта []) должно предшествовать решение задачи о собственных волнах каждой из областей.

Считается, что для области с номером n ($n=1 \dots N$) собственные волны найдены, и для каждой из них с номером q_n ($q_n=1, 2 \dots \infty$) известна фазовая постоянная β_{q_n} и функции $\bar{e}_{q_n}(x, y)$ и $\bar{h}_{q_n}(x, y)$, описывающие распределение поперечных относительно оси OZ составляющих векторов напряженностей электрического и магнитного полей в поперечном сечении S_n и удовлетворяющих условию ортонормирования

$$\frac{1}{\omega_{q_n}} \cdot \int_{S_n} \bar{e}_{q_n}(x, y) \cdot [\bar{h}_{q_n}^*(x, y), \bar{z}_0] ds = \delta'_{q_n q_n}; \quad (3)$$

где $q'_n=1, 2 \dots \infty$; $\bar{z}_0$ – единичный вектор оси OZ; * – знак комплексного сопряжения; ω_{q_n} – нормирующий множитель, равный $\omega_{q_n}^2 > 0$ для распространяющихся волн и $\omega_{q_n}^2 < 0$ – для нераспространяющихся волн; $\delta'_{q_n q_n}$ – символ Кронекера:

$$\delta'_{q_n q_n} = \begin{cases} 1 & \text{при } q'_n = q_n \\ 0 & \text{при } q'_n \neq q_n \end{cases}$$

Поперечные составляющие полей в частичных областях могут быть представлены в виде разложений по поперечным векторным функциям $\bar{e}_{q_n}(x, y)$ и $\bar{h}_{q_n}(x, y)$ собственных волн соответствующих волноводов.

В области 1 ($z_1 < 0$)

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{E}_{\perp 1}(x, y, z_1) = \bar{e}_{q_1}(x, y) \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_1} \cdot z_1} + \sum_{q_1=1}^{\infty} B_{q_1} \cdot \bar{e}_{q_1}(x, y) \cdot e^{i \cdot \beta_{q_1} \cdot z_1} \\ \bar{H}_{\perp 1}(x, y, z_1) = \bar{h}_{q_1}(x, y) \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_1} \cdot z_1} - \sum_{q_1=1}^{\infty} B_{q_1} \cdot \bar{h}_{q_1}(x, y) \cdot e^{i \cdot \beta_{q_1} \cdot z_1} \end{array} \right. . \quad (4)$$

В области с номером n ($0 \leq z_n \leq l_n$ при $n=2 \dots (N-1)$)

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{E}_{\perp n}(x, y, z_n) = \sum_{q_n=1}^{\infty} \left(A_{q_n} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_n} \cdot z_n} + B_{q_n} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_n} \cdot z_n} \right) \cdot \bar{e}_{q_n}(x, y) \\ \bar{H}_{\perp n}(x, y, z_n) = \sum_{q_n=1}^{\infty} \left(A_{q_n} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_n} \cdot z_n} - B_{q_n} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_n} \cdot z_n} \right) \cdot \bar{h}_{q_n}(x, y) \end{array} \right. . \quad (5)$$

В области N ($z_N > 0$)

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{E}_{\perp N}(x, y, z_N) = \sum_{q_N=1}^{\infty} A_{q_N} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_N} \cdot \bar{e}_{q_N}(x, y) \\ \bar{H}_{\perp N}(x, y, z_N) = \sum_{q_N=1}^{\infty} A_{q_N} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_N} \cdot \bar{h}_{q_N}(x, y) \end{array} \right. . \quad (6)$$

В выражениях (4)-(6) A_{q_n} и B_{q_n} – неизвестные комплексные амплитуды прямых и обратных волн, возбужденных в области n . Проблему нахождения их численных значений можно свести к решению системы линейных неоднородных алгебраических уравнений, если потребовать, чтобы искомые поля в $(N+1)$ областях удовлетворяли граничным условиям (1) и (2). Координаты x и y принадлежат общей декартовой системе координат, а координата z_n отсчитывается в локальной n системе координат.

После удовлетворения граничных условий (1) и (2) в плоскостях стыков волноводов находится система функциональных уравнений.

Стык областей 1 и 2:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{e}_{q_1}(x, y) + \sum_{q_1=1}^{\infty} B_{q_1} \cdot \bar{e}_{q_1}(x, y) = \sum_{q_2=1}^{\infty} (A_{q_2} + B_{q_2}) \cdot \bar{e}_{q_2}(x, y) \\ \bar{h}_{q_1}(x, y) - \sum_{q_1=1}^{\infty} B_{q_1} \cdot \bar{h}_{q_1}(x, y) = \sum_{q_2=1}^{\infty} (A_{q_2} - B_{q_2}) \cdot \bar{h}_{q_2}(x, y) \end{array} \right. . \quad (7)$$

Стык областей $(N-2)$ и $(N-1)$:

$$\sum_{q_{N-2}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-2}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} + B_{q_{N-2}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{e}_{q_{N-2}}(x, y) = \quad (8)$$

$$= \sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{e}_{q_{N-1}}(x, y);$$

$$\sum_{q_{N-2}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-2}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} - B_{q_{N-2}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{h}_{q_{N-2}}(x, y) = \quad (9)$$

$$= \sum_{q_3=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{h}_{q_{N-2}}(x, y).$$

Стык областей (N-1) и области N:

$$\sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{e}_{q_{N-1}}(x, y) = \quad (10)$$

$$= \sum_{q_N=1}^{\infty} \left(A_{q_N} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} + B_{q_N} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{e}_{q_N}(x, y);$$

$$\sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{h}_{q_{N-1}}(x, y) = \quad (11)$$

$$= \sum_{q_N=1}^{\infty} \left(A_{q_N} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} + B_{q_N} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{h}_{q_N}(x, y).$$

Потребуем, чтобы искомые поля в областях n и $(n+1)$ удовлетворяли проекционным соотношениям вида:

$$\left. \begin{aligned} \int_{S_n} \left(\bar{E}_{\perp n}(x, y, z_n) - \bar{E}_{\perp n+1}(x, y, z_{n+1}) \right) \cdot \left[\bar{h}_{q_n}^*(x, y), \bar{z}_0 \right] ds &= 0 \\ \int_{S_n} \left(\bar{H}_{\perp n}(x, y, z_n) - \bar{H}_{\perp n+1}(x, y, z_{n+1}) \right) \cdot \left[\bar{z}_0, \bar{e}_{q_n}^*(x, y) \right] ds &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

при $z_{n+1}=0$, $n=1, 2, 3$.

После подстановки в (12) выражений для соответствующих полей находятся системы алгебраических уравнений.

Для стыка области 1 и области 2:

$$\int_{S_n} \left(\bar{e}_{q_1}(x, y) + \sum_{q_1=1}^{\infty} B_{q_1} \cdot \bar{e}_{q_1}(x, y) - \sum_{q_2=1}^{\infty} (A_{q_2} + B_{q_2}) \cdot \bar{e}_{q_2}(x, y) \right) \cdot \left[\bar{h}_{q_i}^*(x, y), \bar{z}_0 \right] ds = 0; \quad (13)$$

$$\int_{S_n} \left(\bar{h}_{q_1}(x, y) - \sum_{q_1=1}^{\infty} B_{q_1} \cdot \bar{h}_{q_1}(x, y) - \sum_{q_2=1}^{\infty} (A_{q_2} - B_{q_2}) \cdot \bar{h}_{q_2}(x, y) \right) \cdot \left[\bar{z}_0, \bar{e}_{q_i}^*(x, y) \right] ds = 0 \quad (14)$$

Для стыка области (N-2) и области (N-1):

$$\int_{S_n} \left(\sum_{q_{N-2}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-2}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} + B_{q_{N-2}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{e}_{q_{N-2}}(x, y) - \sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{e}_{q_{N-1}}(x, y) \right) \cdot \left[\bar{h}_{q_n}^*(x, y), \bar{z}_0 \right] ds = 0 \quad (15)$$

$$\int_{S_n} \left(\sum_{q_{N-2}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-2}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} - B_{q_{N-2}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-2}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{h}_{q_{N-2}}(x, y) - \sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-2}} \right) \cdot \bar{h}_{q_{N-1}}(x, y) \right) \cdot \left[\bar{z}_0, \bar{e}_{q_n}^*(x, y) \right] ds = 0 \quad (16)$$

Для стык области N-1 и области N:

$$\int_{S_n} \left(\sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{e}_{q_{N-1}}(x, y) - \sum_{q_N=1}^{\infty} \left(A_{q_N} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} + B_{q_N} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{e}_{q_{N-1}}(x, y) \right) \cdot \left[\bar{h}_{q_n}^*(x, y), \bar{z}_0 \right] ds = 0 \quad (17)$$

$$\int_{S_n} \left(\sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{h}_{q_{N-1}}(x, y) - \sum_{q_N=1}^{\infty} \left(A_{q_N} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} + B_{q_N} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_N} \cdot z_{N-1}} \right) \cdot \bar{h}_{q_{N-1}}(x, y) \right) \cdot \left[\bar{z}_0, \bar{e}_{q_n}^*(x, y) \right] ds = 0 \quad (18)$$

После изменения порядка суммирования и интегрирования в системах уравнений (13)-(18) с учетом ортогональности векторных функций собственных волн каждой области ($n=1, 2, \dots, N$), находится искомая система линейных неоднородных алгебраических уравнений (СЛНАУ).

$$\left\{ \begin{aligned}
& \sum_{q_1=1}^{\infty} B_{q_1} \cdot C_{q_2 q_1} - \left(A_{q_2} + B_{q_2} \right) \cdot \omega_{q_2} = C_{q_2 \tilde{q}_1} ; \\
& B_{q_1} \cdot \omega_{q_1}^* + \sum_{q_2=1}^{\infty} \left(A_{q_2} - B_{q_2} \right) \cdot C_{q_1 q_2} = \omega_{\tilde{q}_1}^* \cdot \delta_{q_1 \tilde{q}_1} ; \\
& \sum_{q_2=1}^{\infty} \left(A_{q_2} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_2} \cdot l_2} + B_{q_2} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_2} \cdot l_2} \right) \cdot C_{q_3 q_2} - \left(A_{q_3} + B_{q_3} \right) \cdot \omega_{q_3} = 0 ; \\
& \left(A_{q_2} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_2} \cdot l_2} + B_{q_2} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_2} \cdot l_2} \right) \cdot \omega_{q_2}^* - \sum_{q_3=1}^{\infty} \left(A_{q_3} - B_{q_3} \right) \cdot C_{q_1 q_3} = 0 ; \\
& \dots \dots \dots \\
& \sum_{q_{N-1}=1}^{\infty} \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot l_{N-1}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot l_{N-1}} \right) \cdot C_{q_N q_{N-1}} - A_{q_N} \cdot \omega_{q_N} = 0 ; \\
& \left(A_{q_{N-1}} \cdot e^{-i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot l_{N-1}} + B_{q_{N-1}} \cdot e^{i \cdot \beta_{q_{N-1}} \cdot l_{N-1}} \right) \cdot \omega_{q_{N-1}}^* - \sum_{q_N=1}^{\infty} A_{q_N} \cdot C_{q_{N-1} q_N} = 0 ; \\
& q_1' = 1, 2, \dots, \infty; \quad q_2' = 1, 2, \dots, \infty; \quad q_3' = 1, 2, \dots, \infty; \quad q_N' = 1, 2, \dots, \infty.
\end{aligned} \right. \quad (19)$$

В полученной СЛНАУ (19) через $C_{q_n q_{n-1}}$ обозначены коэффициенты связи поперечных векторных функций областей, определяемые выражениями

$$\begin{aligned}
C_{q_{n+1} q_n} &= \int_{S_{n+1}} \bar{e}_{q_n} \cdot \left[\bar{h}_{q_n}^*(x, y), \bar{z}_0 \right] ds; \\
C_{q_n q_{n+1}} &= \int_{S_{n+1}} \bar{h}_{q_n}(x, y) \cdot \left[\bar{z}_0, \bar{e}_{q_n}^*(x, y) \right] ds.
\end{aligned} \quad (20)$$

Таким образом, для нахождения численных значений комплексных амплитуд волн, возбужденных во всех (N+1) областях, необходимо решить следующие задачи:

- найти характеристики собственных волн всех, в общем случае, поперечно неоднородных волноводов, т.е. для волновода с номером n: β_{q_n} , $\bar{e}_{q_n}(x, y)$ и $\bar{h}_{q_n}(x, y)$;
- рассчитать по формулам (20) коэффициенты связи $C_{q_{n+1} q_n}$ и $C_{q_n q_{n+1}}$;
- решить систему алгебраических уравнений (19).

При численной реализации разработанного алгоритма расчета в каждой из (N+1) областей учитывается конечное число Q_n низших собственных волн. В этом случае решается система уравнений порядка Q

$$Q = Q_1 + 2 \cdot \sum_{n=2}^{N-1} Q_n + Q_N. \quad (21)$$

При этом в каждой области обязательно должны быть учтены все распространяющиеся волны типов HE_{q_n} и EH_{q_n} , а также некоторое число нераспространяющихся волн. Выбор конкретного числа волн Q_n зависит от параметров исследуемой структуры, требуемой точности расчета значений β_{q_n} , A_{q_n} , B_{q_n} , волн, учитываемых в областях и уточняется в процессе численной реализации решения на ЭВМ.

Одним из критериев правильности нахождения численных значений комплексных амплитуд A_{q_n} и B_{q_n} является выполнение условия

$$\sum_{q_1=1}^{Q_1'} |B_{q_1}|^2 + \sum_{q_N=1}^{Q_N'} |A_{q_N}|^2 = 1 \quad (22)$$

В уравнении (22) штрихи у знаков суммы означают, что суммируются значения $|B_{q_1}|^2$ и $|A_{q_N}|^2$ только распространяющихся волн, для которых $\beta_{q_n}^2 > 0$. Так как при принятой нормировке поперечных векторных функций (3) значения $|B_{q_1}|^2$ и $|A_{q_N}|^2$ пропорциональны мощностям, переносимым прямыми волнами в области N и обратными волнами в области 1, то условие (22) есть условие баланса активной мощности.

На основе построенного решения задачи дифракции электромагнитных волн могут быть разработаны алгоритмы расчета элементов волноводных ФАР, согласуемых ступенчатыми переходами и диэлектрическими структурами: вставками в волноводах, диэлектрическими стержнями или слоем диэлектрика перед раскрывом решетки. Перебором параметров, характеризующих согласующие структуры, может быть решена задача оптимизации характеристик элемента волноводной фазированной антенной решетки и определенном диапазоне частот.

3. Анализ влияния воздушных и клеевых зазоров в ступенчатых волноводных переходах на их характеристики

Для учета влияния клеевого зазора, возникающего при сборке фазовращателя, в разработанную расчетную модель вводится дополнительная ступень перехода (область 6 длиной δ на рис. 3) из материала, имеющего диэлектрическую проницаемость такую же, как у материала клея.

На рис. 4 и 5 представлены зависимости коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны через ступенчатый волноводно-диэлектрический переход, соответственно, от относительной толщины слоя клея δ/λ , рассчитанные для различных значений диэлектрической проницаемости материала клея $\epsilon_k=1,0$ – линия 1 (воздушный зазор), $\epsilon_k=2,5$ – линия 2, $\epsilon_k=3,8$ – линия 3, $\epsilon_k=5,0$ – линия 4. Расчет проводился для

фазовращателя, выполненного на основе ферритового стержня без токопроводящего покрытия его боковой поверхности.

Из приведенных данных следует, что при увеличении толщины слоя клея и уменьшении диэлектрической проницаемости материала клея после его полимеризации падает значение коэффициента прохождения волны Т и увеличивается коэффициент отражения волны R. Таким образом, для уменьшения влияния клеевого зазора необходимо применять клеи с диэлектрической проницаемостью близкой к значению проницаемости ступени перехода и нежелательно применение клея с $\epsilon_k < 3.8$, поскольку это приводит к резкому увеличению коэффициента отражения электромагнитной волны от волноводного перехода, согласующего волновод тракта (область 1) с волноводом фазовращателя (области 7 и 8).

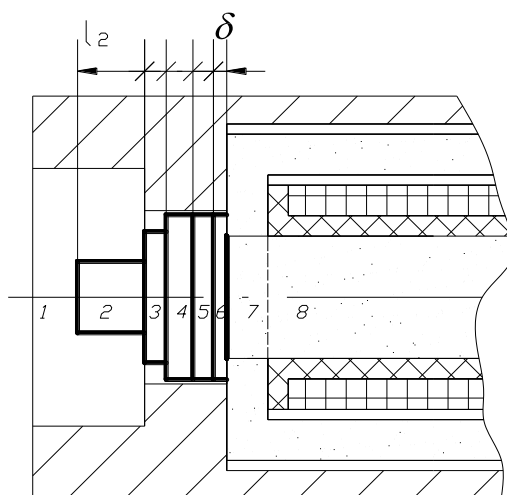


Рис. 3. Исследуемый волноводно-диэлектрический переход для ВФФВ с неметаллизированным ферритовым стержнем

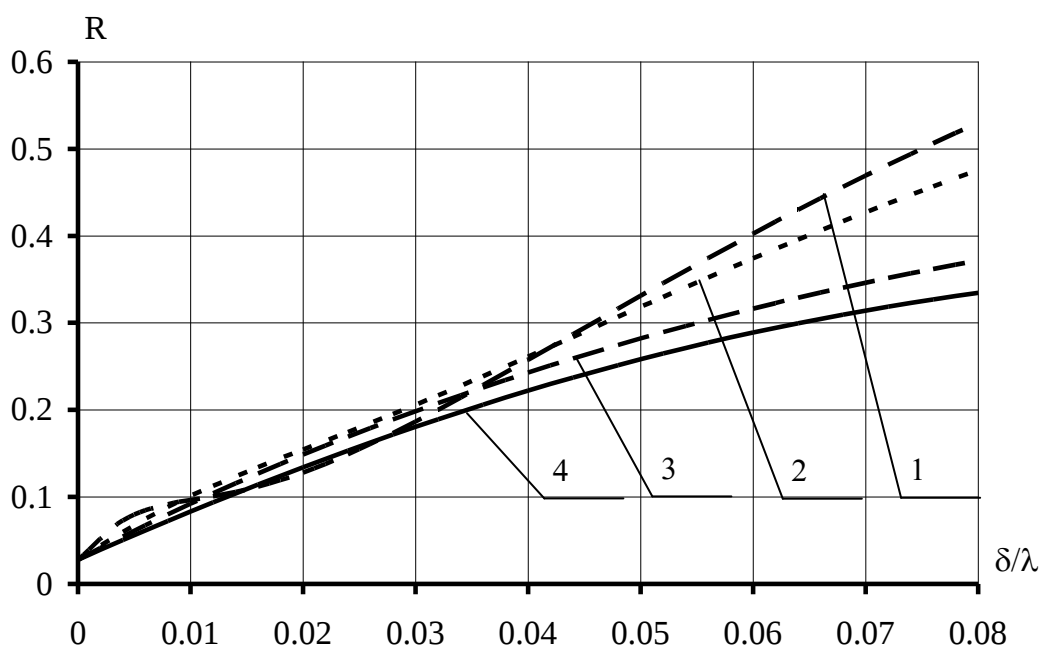


Рис. 4. Коэффициенты отражения волны к-Н₁₀ в зависимости от относительной толщины клеевого зазора

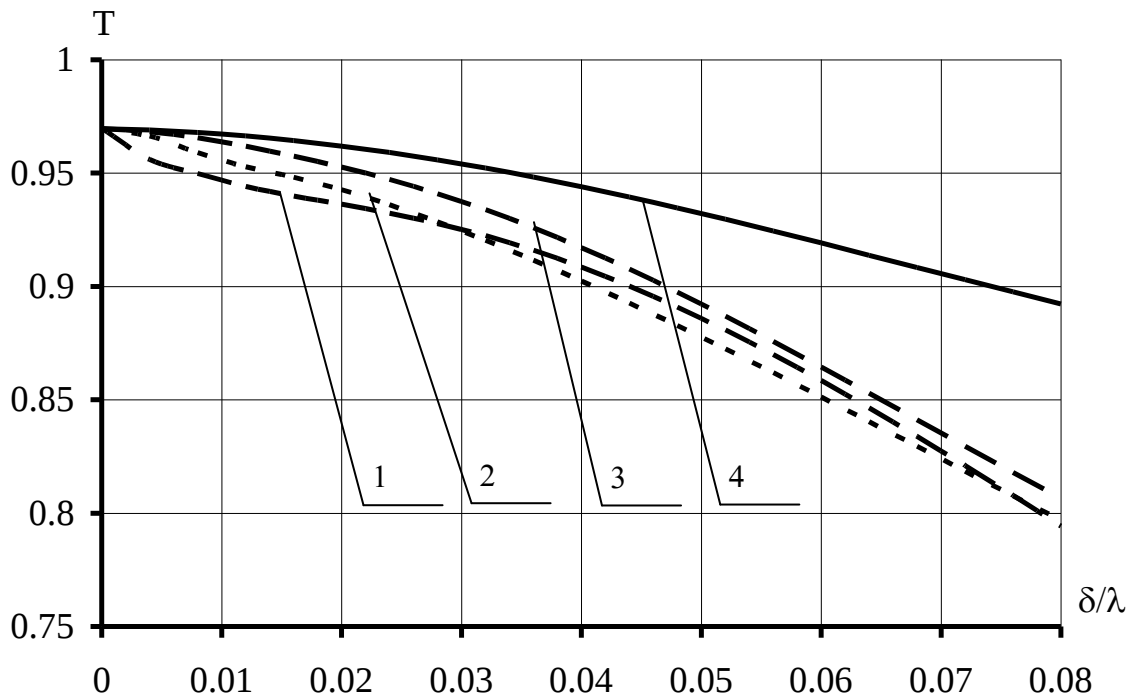


Рис. 5. Коэффициенты прохождения волны $K-H_{10}$ в зависимости от относительной толщины клеевого зазора

На рис. 6, 7 и 8 приведены результаты численного исследования влияния клеевых и воздушных зазоров на характеристики ВФФВ, построенного на основе ферритового стержня с токопроводящим покрытием боковой поверхности. Волновод фазовращателя (область 4) согласуется с волноводом тракта (область 1) двухступенчатым волноводно-диэлектрическим переходом. Здесь в расчетную модель введены воздушные и клеевые зазоры толщиной Δ_1 , Δ_2 , Δ_3 , показанные на рис. 6.

Расчет проводился в диапазоне частот для клея с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_k=3.8$ и воздушного зазора $\epsilon_k=1$. На рис. 7 приведена зависимость коэффициента отражения при различных значениях воздушного зазора Δ_1 : 1 - $\Delta_1=0$; 2 - $\Delta_1=0,006\lambda$; 3 - $\Delta_1=0,012\lambda$; 4 - $\Delta_1=0,018\lambda$; 5 - $\Delta_1=0,03\lambda$. На рис. 8 приведены аналогичные рассчитанные зависимости для клеевого зазора Δ_2 : 1 - $\Delta_2=0$; 2 - $\Delta_2=0,006\lambda$; 3 - $\Delta_2=0,012\lambda$; 4 - $\Delta_2=0,018\lambda$; 5 - $\Delta_2=0,03\lambda$.

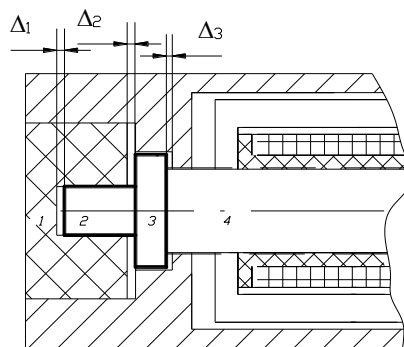


Рис. 6. Учет влияния воздушных зазоров при анализе волноводного согласующего перехода для ВФФВ с металлизированным ферритовым стержнем

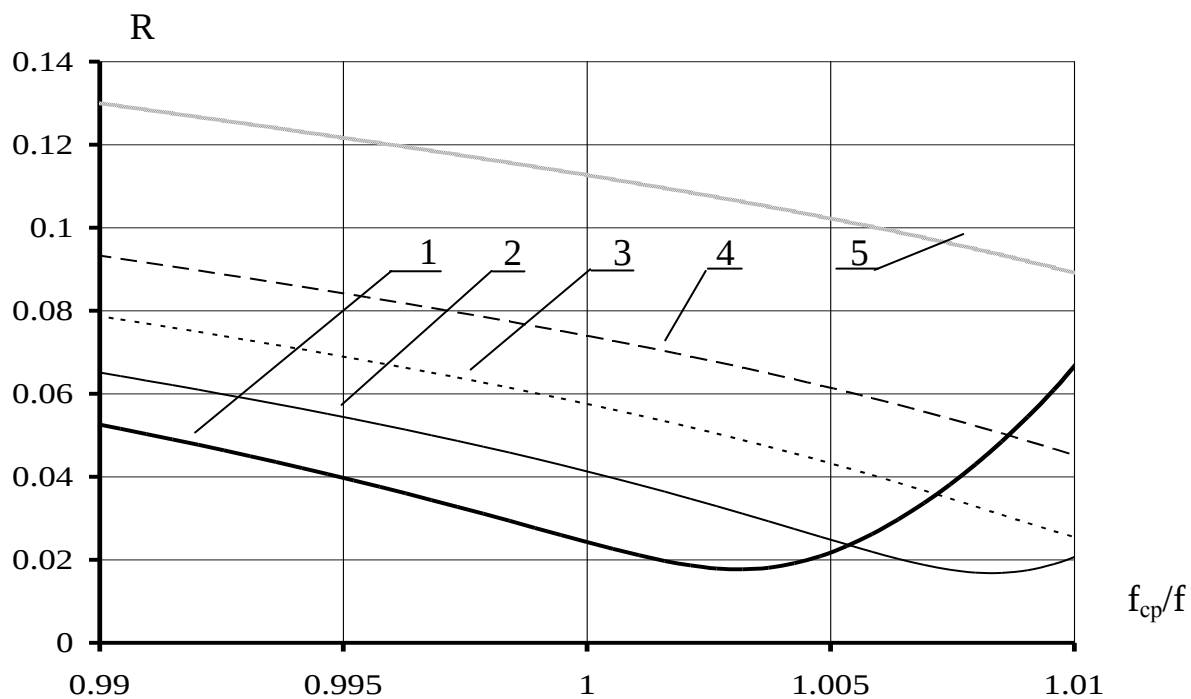


Рис. 7. Коэффициент отражения волны низшего типа к-Н₁₁ при прохождении из канала 1 в канал 4 в зависимости от частоты при наличии воздушного зазора Δ_1

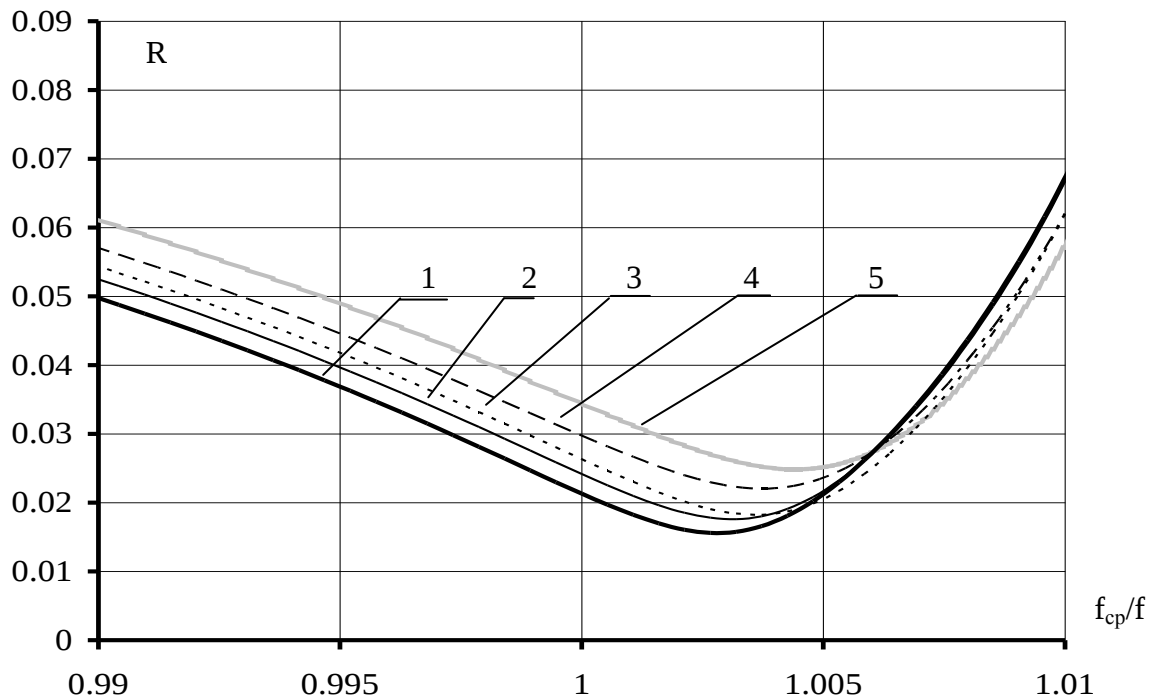


Рис. 8. Коэффициент отражения волны низшего типа к-Н₁₁ при прохождении из канала 1 в канал 4 в зависимости от частоты при наличии клеевого зазора Δ_2

Заключение

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы. При разработке ВФФВ необходимо предотвращать возникновение воздушного зазора между ступенчатым трансформатором и фазосдвигающей секцией фазовращателя, однако появление зазора допустимой толщины при сборке ступенчатого перехода от излучателя к фазовращателю не приводит к резкому ухудшению характеристик устройства, при этом предпочтительно применение клея нормализованного с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_k = 3.8$.

Статья выпущена в рамках НИОКТР "Реализация комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства радиолокационного комплекса для системы управления воздушным движением с удаленной диспетчеризацией", выполняемой МГТУ им. Н.Э. Баумана совместно с ОАО "РТИ" в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства, в целях реализации постановления Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218 «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений, государственных научных учреждений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», при финансовой поддержке по проекту Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. Афанасьев Ю.Н., Жигарев В.В., Захарьев Л.Н., Кашин В.А., Корецкий В.М., Леманский А.А., Липатов А.В., Павельев Б.А., Феоктистов В.Г. Приемопередающий элемент фазированной антенной решетки: пат. 2184410 РФ. Заявл. 26.06.2001; опубл. 27.06.2002. Бюл. №18.
2. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased arrays // International Conference on Radar. Paris (France), 1994. P. 20-24.
3. Рошаль Л.Б., Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю. Элемент фазированной антенной решетки: пат. 2325741 РФ. Заявл. 06.10.2006; опубл. 27.05.2008. Бюл. № 15.
4. Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М. Элемент фазированной отражательной антенной решетки: пат. 2474018. РФ. Заявл. 30.12.2010; Опубл. 27.01.2013. Бюл. № 3.
5. Крехтунов В.М., Андропов Е.В., Комиссарова Е.В. Волноводный ферритовый фазовращатель для ФАР на частоту 94 ГГц // Антенны. 2001. Вып. 8 (54). С. 28-33.
6. Комиссарова Е.В., Овечкин В.С. Разработка элементов проходной и отражательной фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн с ферритовыми фазовращателями // Вестник МГТУ им. Н.Э.Баумана. Сер. Приборостроение. 2009. Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. С. 105-117.

7. Комиссарова Е.В. Разработка элементов ФАР КВЧ диапазона с повышенным быстродействием и пониженным энергопотреблением // 23-я междунар. конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»: матер. В 2 т. Т. 2. Севастополь, 2013. С. 576-578.
8. Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М. Оптимизация волноводных ферритовых фазовращателей трехмиллиметрового диапазона волн // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2009. Спец. вып. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. С. 98-105.
9. Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М. Обобщение опыта разработки элементной базы фазированных антенных решеток коротковолновой части миллиметрового диапазона волн с ферритовыми фазовращателями // Антенны. 2014. Вып. 4 (203). С. 38-42.
10. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / под ред. В.В. Никольского. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.
11. Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием луча (введение в теорию) // Антенны: сб. № 2-3 (57-58). М.: ИПРЖР, 2001. 232 с.
12. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / под ред. Д.И. Воскресенского. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
13. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики. М.: Наука, 1967. 460 с.
14. Крехтунов В.М., Соколов В.Б. Элемент фазированной антенной решетки: а.с. 1688335 СССР. Заявл. 16.03.1989; опубл. 30.10.1991. Бюл. № 40.
15. Крехтунов В.М., Щенин В.И. Электродинамическое моделирование ступенчатых переходов на круглых двухслойных волноводах // Автоматизированное проектирование устройств СВЧ: межвуз. сб. науч. тр. / под ред. В.В. Никольского. М.: Изд-во МИРЭА, 1989. С. 149-155.

Design Technology Aspects of the Millimeter Waveband Phase Shifter Development

E.V. Komissarova^{1,*}, V.M. Krehtunov¹

^{*}mc_ken@list.ru

¹Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Keywords: waveguide phaseshifter, millimeter wave range, phased array antenna, modeling, technological aspects

The aim of this paper is to develop a technique, which takes into consideration the design technology aspects to create a waveguide ferrite Faradays' phase shifter (WFFPS) of the shortwave part of the millimeter wave range. Only using the calculation and analysis techniques based on the electro-dynamic high-level models for designed devices enables us to solve this task successfully.

In assembling the WFFPS, its individual parts are connected by dint of glue (rod, yokes, dielectric transition transformers). Thus the layers of glue, possible air gaps, and misalignment of individual parts, obviously have effect on the WFFPS characteristics and should be taken into account at the stage of device calculation and design. Therefore, the aim is to analyze the impact of these technology features on the characteristics of WFFPS.

The calculation algorithm of the waveguide transition, which matches WFFPS with the waveguide transmission line or integrated phased array antenna (PAA) element radiator in view of possible air or adhesive gaps apparition is based on the solving problem of diffraction of electromagnetic waves. Eigenvalue problem solution by Galerkin method must be preceded to the electromagnetic waves diffraction on the stepped waveguide transition by method of partial areas (Treffitz method) solution. As a result, a system of linear inhomogeneous equations is determined. Its solution is the basis for the algorithm to define the numerical values of complex amplitudes of waves excited in all longitudinally uniform areas with a laterally nonuniform ferrite-dielectric filling, into which splits the waveguide ferrite phase shifter.

To take into account the effect of air or glue gap arising when assembling the phase shifter, a designed calculation model is added by the transition step from a material having the same dielectric constant as that of the material filling the gap. The paper presents numerical investigation findings concerning the influence of adhesive and air gaps on the characteristics of WFFPS based on the ferrite rod with a conductive and nonconductive coating of the side surface.

Designed solution of the problem of diffraction of electromagnetic waves could be used as a basis to develop algorithms for calculating the waveguide PAA elements, matched by step transition and dielectric structures: insertions in the waveguides, dielectric rods or dielectric layer

before the array aperture. Enumeration of parameters, which characterize matching structures allows us to solve the problem of optimizing performance of the element of waveguide phased array antenna and in a certain bandwidth.

References

1. Afanas'ev Yu.N., Zhigarev V.V., Zakhar'ev L.N., Kashin V.A., Koretskii V.M., Lemanskii A.A., Lipatov A.V., Pavel'ev B.A., Feoktistov V.G. *Priemopere dayushchii element fazirovannoi antennoi reshetki* [Receiving-transmitting phased array antenna element]. Patent RF, no. 2184410, 2002. (in Russian).
2. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased arrays. *International Conference on Radar*, Paris, France, 1994, pp. 20-24.
3. Roshal' L.B., Firsenkov A.I., Krekhtunov V.M., Shevtsov O.Yu. *Element fazirovannoi antennoi reshetki* [Phased array antenna element]. Patent RF, no. 2325741, 2008. (in Russian).
4. Komissarova E.V., Krekhtunov V.M. *Element fazirovannoi otrazhatel'noi antennoi reshetki* [Reflective type phased array antenna element]. Patent RF, no. 2474018, 2013. (in Russian).
5. Krekhtunov V.M., Andropov E.V., Komissarova E.V. Waveguide ferrite phase shifter for the PhAA on the frequency 94 GHz. *Antenny = Antennas*, 2001, no. 8 (54), pp. 28-33. (in Russian).
6. Komissarova E.V., Ovechkin V.S. Development of Elements of Pass-Through and Reflective Phased Antenna Arrays of Millimeter-Wave Band with Ferrite Shifters. *Vestnik MGTU im. N.E. Bauman. Ser. Priborostroenie = Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Ser. Instrument Engineering*, 2009, spec. iss. *Antennas and devices of radio and optical bands*, pp. 105-117. (in Russian).
7. Komissarova E.V. Design of the EHF band PhAA elements with increased switch speed and reduced power. *23-ya mezhdunar. konf. "SVCh tekhnika i telekommunikatsionnye tekhnologii": mater. V 2 t. T. 2* [Proc. of the 23rd intern. conf. "Microwave Band Technic and Telecommunication Technologies". In 2 vols. Vol. 2]. Sevastopol, 2013, pp. 576-578. (in Russian).
8. Komissarova E.V., Krekhtunov V.M. Optimization of Waveguide Ferrite Shifters of 3-Millimeter Wavelength Band. *Vestnik MGTU im. N.E. Bauman. Ser. Priborostroenie = Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Ser. Instrument Engineering*, 2009, spec. iss. *Antennas and devices of radio and optical bands*, pp. 98-105. (in Russian).
9. Komissarova E.V., Krekhtunov V.M. Experience's generalization of components development for upper segment of mm-band phased array antennas with ferrite phase shifters. *Antenny = Antennas*, 2014, no. 4 (203), pp. 38-42. (in Russian).
10. Nikol'skii V.V., ed. *Avtomatizirovannoe proektirovanie ustroystv SVCh* [Computerized microwave devices design]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1982. 272 p. (in Russian).

11. Vendik O.G., Parnes M.D. Antennas with electrical beam scanning (theory foreword). *Antenny: sb. No. 2-3 (57-58)* [Antennas: collected articles. No. 2-3 (57-58)]. Moscow, IPRZhR Publ., 2001. 232 p. (in Russian).
12. Voskresenskii D.I., ed. *Ustroistva SVCh i anteny. Proektirovanie fazirovannykh antennykh reshetok* [Ultra-high frequency devices and antennas. Phased array antennas design]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2012. 744 p. (in Russian).
13. Nikol'skii V.V. *Variatsionnye metody dlya vnutrennikh zadach elektrodinamiki* [Variational methods for internal electrodynamics problems]. Moscow, Nauka Publ., 1967. 460 p. (in Russian).
14. Krekhtunov V.M., Sokolov V.B. *Element fazirovannoi antennoi reshetki* [Phased array antenna element]. Inventor's certificate USSR, no. 1688335, 1991. (in Russian).
15. Krekhtunov V.M., Shchenin V.I. Step junctions electrodynamics simulation based on double layer waveguides. In: Nikol'sky V.V., ed. *Avtomatizirovannoe proektirovanie ustroystv SVCh: mezhvuz. sb. nauch. tr.* [Computerized microwave devices design: interunivers. proceedings]. Moscow, MIREA Publ., 1989, pp. 149 155. (in Russian).