

Разработка резонаторной системы для клистрона W-диапазона с ленточным электронным пучком

Представлены результаты разработки многозазорных резонаторов на основе гребенчатой замедляющей системы для мощного усилительного клистрона W-диапазона. Резонаторы работают на 2π виде колебаний и обладают волновым сопротивлением более 100 Ом. Связь выходного резонатора с волноводом осуществляется с помощью диафрагмы в боковой стенке резонатора. Разработка проводилась с помощью программы трехмерного электродинамического моделирования RFS.

Ключевые слова: клистроны, объемные резонаторы, компьютерное моделирование

Продвижение «классических» электровакуумных приборов СВЧ в миллиметровый и субмиллиметровый диапазоны длин волн затрудняется пропорциональным длине волны уменьшением линейных размеров их основных узлов и, в частности, электродинамических систем. В результате уменьшается поперечное сечение пролетного канала с соответствующим увеличением плотности тока в пучке. Учитывая, что использование многолучевых и многоствольных приборов в миллиметровом диапазоне невозможно вследствие конструкторских и технологических трудностей, для поддержания приемлемой плотности тока приходится снижать ток пучка с одновременным увеличением ускоряющего напряжения. Это приводит к увеличению сопротивления пучка, что требует использования резонаторов с увеличенным волновым сопротивлением.

В настоящей работе приводятся результаты разработки резонаторов для усилительного клистрона W-диапазона с выходной импульсной мощностью 1 кВт и шириной рабочей полосы частот 1 %. Учитывая отмеченные выше трудности создания цилиндрического пучка со сравнительно большим током, в разрабатываемом клистроне используется ленточный.

Для проектируемого прибора задавались следующие основные параметры:

- Рабочая частота $f_0 = 95$ ГГц.
- Относительная ширина рабочей полосы частот на уровне -3 дБ $\Delta f = 1$ %.
- Выходная мощность в импульсе $P_{out} \geq 1$ кВт.
- Ускоряющее напряжение $U_0 = 10$ кВ.

На основании изучения аналогичных приборов принимаем общий КПД проектируемого клистрона $\eta = 15$ %. Тогда постоянная составляющая тока пучка $I_0 = P_{out} / (U_0 \eta) = 0.67$ А. Первеанс пучка $p = I_0 / U_0^{3/2} = 0.67$ мкА/В^{3/2}. Постоянная составляющая скорости электронов $v_e = 5.95 \cdot 10^5 \sqrt{U_0} = 5.95 \cdot 10^7$ м/с. Электронная постоянная фазы $\beta_e = 2\pi f_0 / v_e \approx 10.03$ 1/мм. Поперечная постоянная распространения $\gamma = \sqrt{\beta_e^2 - k^2} \approx 9.83$ 1/мм. Здесь $k = 2\pi f_0 / c = 1.99$ – волновое число в свободном пространстве.

Если резонатор имеет плоскость симметрии, вдоль которой движутся электроны пучка,

распределение продольной составляющей электрического поля в пролетном канале определяется выражением

$$E_z(x) = E_{z0} \operatorname{ch}(\gamma x) / \operatorname{ch}(\gamma a), \quad (1)$$

где E_{z0} – значение продольной составляющей напряженности поля на границе пролетного канала, a – полутолщина канала (предполагается, что ось z расположена в плоскости симметрии резонатора). Для того, чтобы распределение поля в канале было достаточно равномерным, необходимо, чтобы $\gamma a \leq 0.8$. При этом $E_z(a) / E_z(0) \leq 1.33$. Выбирая знак равенства в этих выражениях, получаем $a = 0.8 / \gamma = 0.08$ мм. Принимая отношение ширины пучка к ширине пролетного канала $b / (2a) = 0.6$, находим толщину пучка $b = 0.6 \cdot 2a = 0.096 \approx 0.1$ мм. Принимая отношение ширины пучка к его толщине $w / b = 10$, получаем ширину пучка $w = 1$ мм. Таким образом, пучок имеет поперечное сечение площадью 0.1 мм^2 . Плотность тока в пучке $J_0 = I_0 / S_b = 670 \text{ А/см}^2$. Допустимая плотность катодного тока $J_c = 20 \text{ А/см}^2$, отсюда коэффициент компрессии электронной пушки $K = J_0 / J_c = 33.5$, что приемлемо.

Для транспортировки такого пучка требуется магнитное поле с индукцией

$$B_b = \sqrt{\frac{I_0}{S_b \varepsilon_0 (e / m) v_e}} = 0.27 \text{ Тл.}$$

Реальная индукция в 1.5...2 раза превышает это значение, однако остается в пределах, обеспечиваемых магнитными системами с постоянными магнитами.

Рассчитаем требуемое волновое сопротивление выходного резонатора прибора. Оно определяется по формуле

$$\rho M^2 = \frac{R_0}{Q_l \xi}, \quad (2)$$

где $M = \sin(\beta_e d / 2) / (\beta_e d / 2)$ – коэффициент взаимодействия в зазорах резонатора, $Q_l = f_0 / \Delta f$ – нагруженная добротность резонатора, $R_0 = U_0 / I_0$ – сопротивление пучка по постоянному току, ξ – отношение амплитуды первой гармоники конвекционного тока в выходном резонаторе к постоянной составляющей тока, d – длина зазора. Принимая это отношение равным 1, считая $M = 0.9$ и подставляя значения остальных величин в формулу (2), найдем $\rho M^2 = 150$ Ом. Такое значение волнового сопротивления невозможно получить в однозазорном резонаторе. Поэтому необходимо применять многозазорные резонаторы.

Проектирование резонаторов проводилось с помощью программы электродинамического моделирования RFS [1], в которой используется метод векторных конечных элементов. Потери в стенках резонатора не учитывались. В качестве рабочего вида колебаний выбран 2π вид, поскольку он обеспечивает отсутствие самовозбуждения резонатора. Шаг установки диафрагм $D = 2\pi / \beta_e = 0.626$ мм, однако, учитывая торможение электронов в зазорах резонатора, принято значение шага $D = 0.6$ мм.

Увеличение длины зазора приводит к росту волнового сопротивления, однако коэффициент взаимодействия уменьшается. Как показали результаты моделирования,

максимальное значение ρM^2 достигается при $\beta_e d = 0.51\pi$, чему соответствует $d = 0.16$ мм и $M = 0.896$. Следовательно, волновое сопротивление резонатора должно быть не менее 187 Ом. Исходя из этого значения, был выбран семизазорный резонатор.

С помощью компьютерного моделирования был спроектирован резонатор, конфигурация которого показана на рис. 1. Резонатор выполнен из отрезка прямоугольного волновода сечением 2.81×2.12 мм² и длиной 4.2 мм, в который вставлено 7 емкостных диафрагм. Собственная частота рабочего 2π вида колебаний составляет 94.8779 ГГц, волновое сопротивление в плоскости симметрии $\rho = 195$ Ом, что несколько больше требуемого. Собственная частота резонатора меньше рабочей частоты 95 ГГц. Это сделано для того, чтобы учесть уход частоты при подключении элемента связи с нагрузкой.

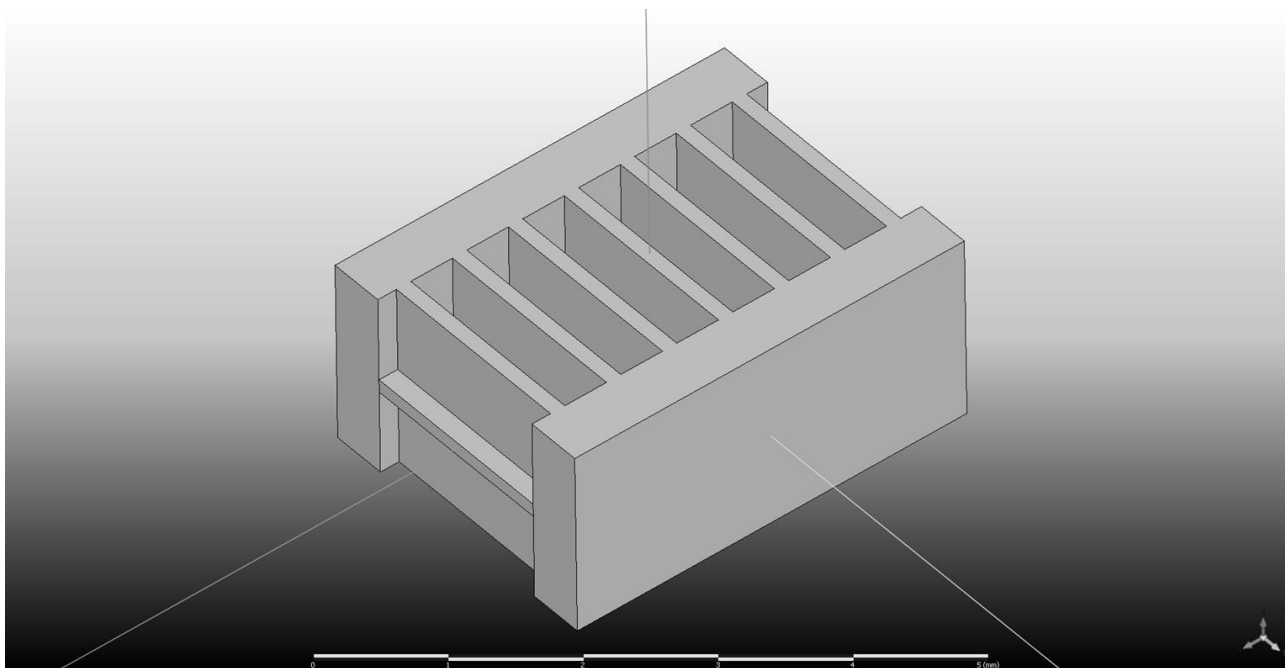


Рисунок 1.

Распределение поля по длине и ширине резонатора показано на рис. 2 и 3. Как видно на рис. 2, максимальные значения напряженности электрического поля в зазорах практически одинаковы, а по ширине пучка изменение напряженности поля составляет менее 10 %.

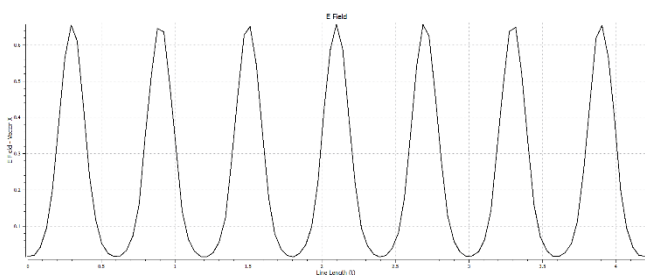


Рисунок 1.

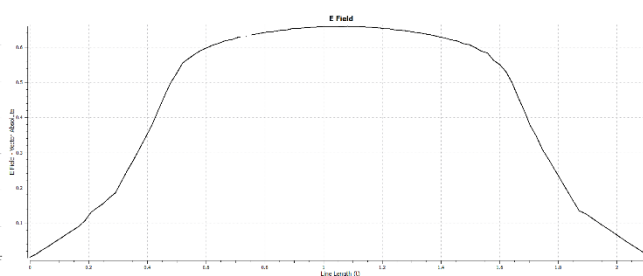


Рисунок 3.

На следующем этапе проектировался вывод энергии из выходного резонатора, обеспечивающий необходимую ширину полосы усиливаемых частот. В качестве элемента связи была выбрана щель в боковой стенке резонатора, к которой прилегает торец волновода нестандартного сечения. В результате компьютерной оптимизации этой конструкции было выбрано сечение выходного волновода $1.81 \times 0.2 \text{ мм}^2$ (рис. 4). Размер широкой стенки волновода совпадает с размером боковой стенки резонатора, что удобно с технологической точки зрения. Размер щели совпадает с размером волновода.

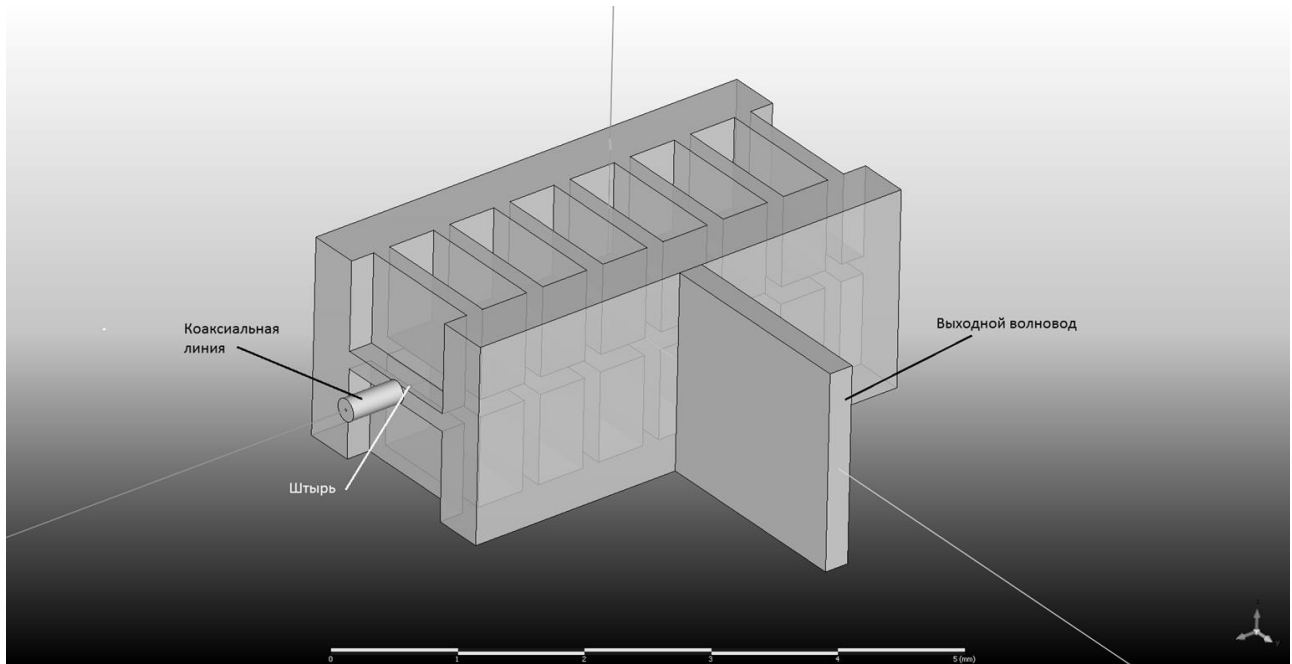


Рисунок 3.

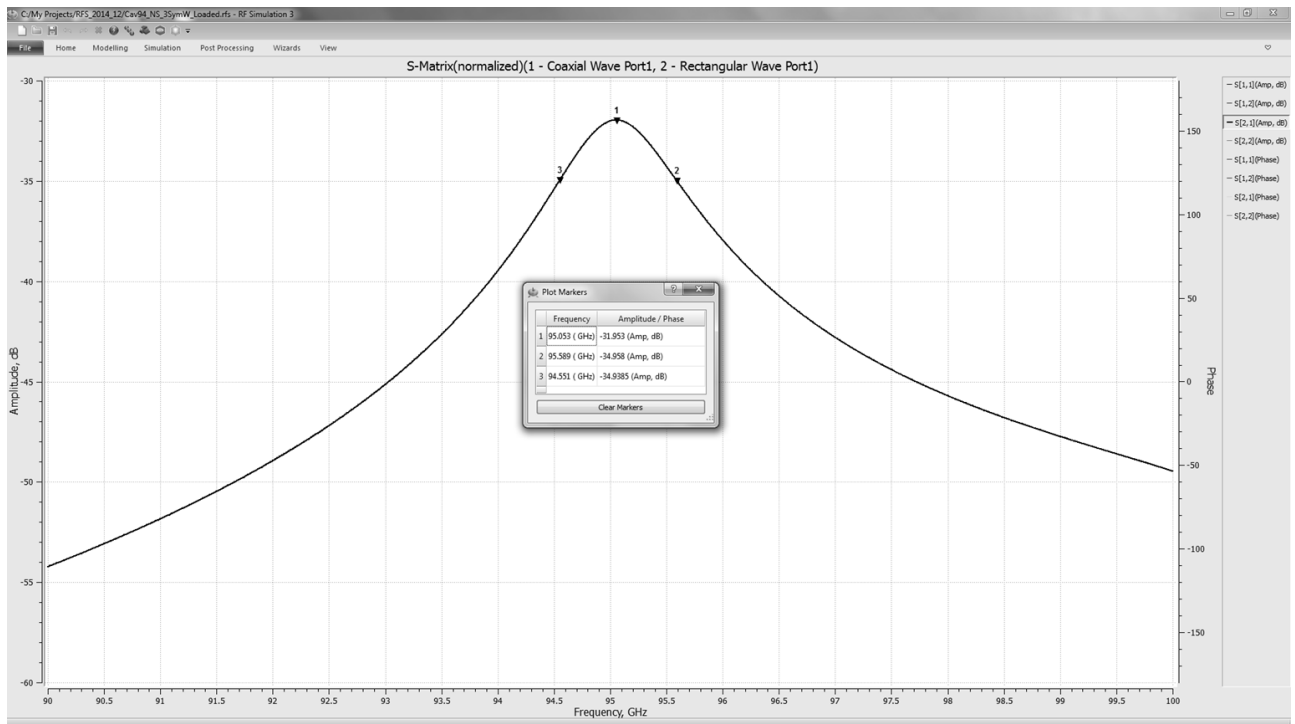


Рисунок 2.

Для расчета амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) резонатор возбуждался штырем, расположенным вдоль оси резонатора и соединенным с внутренним проводником коаксиальной линии передачи. Длина штыря была выбрана так, что он связь коаксиала с резонатором была слабой и не возмущала поле резонатора. В качестве второго порта использовался торец волновода.

На рис. 5 показана АЧХ оптимизированного резонатора. Резонансная частота резонатора с элементом связи составляет 95.053 ГГц. По сравнению с собственной частотой резонатора без элемента связи она сместилась вверх на 155 МГц, что объясняется наличием щели в стенке резонатора. Затухание на резонансной частоте составляет 32 дБ. Такое затухание гарантирует слабое возмущение поля резонатора элементами связи.

Ширина полосы пропускания по уровню -3 дБ равна 1.04 ГГц, что составляет 1.1 % и удовлетворяет техническому заданию. Форма АЧХ выходного резонатора может быть улучшена за счет использования пассивного резонатора, встроенного в выходной волновод. Проектирование пассивного резонатора, вакуумного окна и перехода на волновод стандартного сечения планируется на следующем этапе разработки.

Входной и промежуточные резонаторы могут быть выполнены на основе той же конструкции, что и выходной, но с тремя зазорами. Такой резонатор имеет собственную частоту 2 π -вида 94,856 ГГц, и волновое сопротивление 97,5 Ом.

Таким образом, показана возможность создания усилительного клистрона W-диапазона с выходной мощностью 1 кВт в импульсе, пониженным ускоряющим напряжением и шириной полосы усиливаемых частот около 1 %.

Библиографический список

1. Григорьев А.Д., Салимов Р.В., Тихонов Р.И. Моделирование антенн сотовых телефонов методом векторных конечных элементов. // РЭ, 2012, Т. 57, № 3, с. 261-270.