

УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КЛИСТРОН W-ДИАПАЗОНА
С ЛЕНТОЧНЫМ ПУЧКОМ¹© 2019 г. Д. В. Аверкиев¹, А. Д. Григорьев^{1, 2, *}, А. Г. Киреев¹, Е. Р. Серегина¹¹АО “Светлана-Электронприбор”,

Российская Федерация, 194156 Санкт-Петербург, просп. Энгельса, 27

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет “ЛЭТИ”,

Российская Федерация, 197376 Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

*E-mail: adgrigorev@etu.ru

Поступила в редакцию 29.11.2017 г.

После доработки 29.11.2017 г.

Принята к публикации 30.01.2018 г.

Представлена конструкция усилительного клистрона W-диапазона, в котором используются ленточный электронный поток и многозазорные резонаторы, выполненные из отрезка двухсторонней гребенчатой замедляющей системы. Результаты компьютерного моделирования показывают, что описываемый прибор имеет выходную мощность более 1 кВт, коэффициент усиления более 50 дБ, ширину полосы усиливаемых частот 0.4 ГГц, КПД более 10% при существенно более низком ускоряющем напряжении, чем зарубежные аналоги.

DOI: 10.1134/S003384941903001X

ВВЕДЕНИЕ

Увеличение рабочей частоты радиолокационных и телекоммуникационных систем позволяет увеличить точность определения координат цели, скорость передачи информации, реализовать системы радиовидения, осуществлять мониторинг атмосферы, в том числе и на других планетах Солнечной системы. В связи с этим за рубежом интенсивно разрабатываются мощные усилители и генераторы миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн. Так, фирма СРІ (Канада) выпускает усилительные и генераторные клистроны с распределенным взаимодействием на частоты от 30 до 263 ГГц с выходной мощностью от 3 кВт до 5 Вт и сроком службы до 60000 часов [1]. Все эти приборы работают под высоким ускоряющим напряжением 18...25 кВ.

Приборы СВЧ клистронного типа миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов характеризуются малыми поперечными размерами пролетного канала и малой длиной высокочастотного зазора резонаторов. Возникающие в связи с этим технологические трудности затрудняют или делают невозможным использование многолучевых и многоствольных конструкций. Для однолучевых конструкций возникают трудности с созданием электронной пушки, магнит-

ной фокусирующей системы, резонаторов, других узлов и деталей прибора. Поэтому в таких приборах необходимо использовать нетрадиционные конструктивные решения.

В данной работе представлен проект усилительного клистрона W-диапазона с рабочей частотой 94 ГГц. Эта частота соответствует центральной частоте окна прозрачности земной атмосферы, что делает такой прибор перспективным для применения в радиолокационных станциях (РЛС) и высокоскоростных системах связи. На основе анализа имеющихся аналогов и перспективных областей применения прибора были выбраны следующие исходные данные для его проектирования:

- 1) рабочая частота $f_0 = 94$ ГГц;
- 2) выходная импульсная мощность $P_{\text{вых}} \geq 1$ кВт;
- 3) ускоряющее напряжение $U_0 = 10$ кВ;
- 4) коэффициент усиления $G \geq 45$ дБ.

1. ЭЛЕКТРОННЫЙ ПОТОК

Для дальнейшего проектирования необходимо оценить общий коэффициент полезного действия (КПД) прибора. Учитывая погрешности изготовления и сравнительно малое волновое сопротивление резонаторов, принимаем, что общий КПД прибора равен $\eta = 10\%$. Отсюда постоянная составляющая тока луча $I_0 = 1$ А.

¹ По материалам доклада, прочитанного на Всероссийской конференции “Проблемы электроники СВЧ-2017” им. В.А. Солнцева.

Электронная постоянная фазы определена по формуле

$$\beta_e = \omega/v_e = 9.84 \text{ мм}^{-1}.$$

Здесь v_e – постоянная составляющая скорости электронов, а поперечная постоянная распространения $\gamma = \sqrt{\beta_e^2 - k^2} = 9.64 \text{ мм}^{-1}$, где $k = 2\pi f_0/c$ – волновое число в вакууме (c – скорость света). Исходя из того, что необходимо обеспечить достаточно равномерное распределение поля в поперечном сечении зазора резонатора, принимаем $\gamma b = 0.8$ (b – радиус электронного потока), отсюда $b \approx 0.08 \text{ мм}$, и тогда плотность тока в потоке будет равна $J_0 \approx 5000 \text{ А/см}^2$. Очевидно, что такое значение плотности тока неприемлемо с точки зрения конструкции электронной пушки и магнитной фокусирующей системы. Поэтому в проектируемом приборе предложено использовать ленточный электронный поток, имеющий целый ряд преимуществ в миллиметровом диапазоне длин волн [2].

Толщина потока b_e , полученная из соотношения $\gamma b_e/2 = 0.6$, составляет 0.12 мм . Толщина пролетного канала составляет $b = 0.16 \text{ мм}$ при коэффициенте заполнения 0.75 . Ширина пролетного канала w определяется исходя из того, что он должен быть запредельным для волны типа H_{10} на рабочей частоте. Отсюда $w < c/(2f_0) = 1.6 \text{ мм}$. Для ослабления связи между резонаторами ширина пролетного канала w принята равной 1.2 мм , а ширина электронного потока $w_e = 1 \text{ мм}$. Отсюда плотность тока $J_0 = I_0/(b_e w_e) = 833 \text{ А/см}^2$, что более чем в шесть раз меньше значения, полученного для цилиндрического электронного потока, и существенно облегчает конструирование электронно-оптической системы прибора.

2. РЕЗОНАТОРНАЯ СИСТЕМА

При проектировании резонаторов, предназначенных для взаимодействия с ленточным электронным потоком, основную проблему составляет получение достаточно высокого значения волнового сопротивления ρ . В связи с увеличенным объемом этих резонаторов они, при прочих равных условиях, имеют меньшее волновое сопротивление, чем осесимметричные резонаторы. В связи с этим необходимо использовать многозазорные резонаторы, которые выполняются в виде закороченных отрезков замедляющих систем (ЗС), содержащих несколько периодов.

Многозазорный резонатор на каждом типе волны в ЗС имеет N видов колебаний, различаю-

щихся собственными частотами и сдвигом фазы между полями в соседних зазорах

$$\varphi_n = \pi n/N,$$

где N – число периодов ЗС (число зазоров) в резонаторе, $n = 0, 1, \dots, N$. На практике, как правило, используют колебания π -вида ($n = N$) или 2π -вида ($n = 2N$). Использование колебаний 2π -вида позволяет увеличить расстояние между зазорами, что важно с технологической точки зрения. Кроме того, резонатор, работающий на этом виде колебаний, менее склонен к самовозбуждению при пропускании электронного пучка.

В рассматриваемом приборе были использованы резонаторы, выполненные на основе ЗС типа “двухсторонняя гребенка”, работающие на 2π -виде колебаний. Электромагнитное поле, параметры и характеристики резонаторов рассчитывали с помощью программ RFS [3] и CST Microwave Studio [4]. На рис. 1а представлен трехзазорный резонатор этого типа, который использовали в качестве промежуточного. Зависимость собственной частоты 2π -вида колебаний этого резонатора от его высоты показана на рис. 1б. Настройка резонаторов на нужную частоту может производиться путем подбора их высоты.

Входной резонатор имел такую же конструкцию, как промежуточные. Он связан с волноводом щелью в боковой стенке, размеры которой подбирались так, чтобы получить согласование на требуемой частоте (рис. 2а). Зависимость $|S_{11}|$ от частоты для этого резонатора с оптимальными размерами щели показана на рис. 2б. На частоте 94.76 ГГц наблюдается почти полное согласование ($|S_{11}| = -20.5 \text{ дБ}$).

Выходной резонатор был выполнен четырехзазорным с целью увеличения волнового сопротивления (рис. 3а). Он связан с выходным волноводом отверстием в боковой стенке. Для расчета его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) резонатор возбуждался штырем, являющимся продолжением внутреннего проводника коаксиальной линии передачи. Штырь вводился в пролетный канал по его оси, имитируя возбуждение резонатора электронным потоком. Глубина погружения штыря выбрана таким образом, чтобы он не возмущал заметно поле резонатора. Расчетная АЧХ показана на рис. 3б. Как видно, полоса пропускания резонатора составляет 0.75 ГГц по уровню -3 дБ . Основные параметры резонаторов, рассчитанные с помощью программы RFS, приведены в таблице 1.

Проводимость электронной нагрузки рассчитывалась по формуле [5]

$$\frac{G_e}{G_0} = -\frac{\beta_e}{4} \frac{\partial |M|^2}{\partial \beta_e}.$$

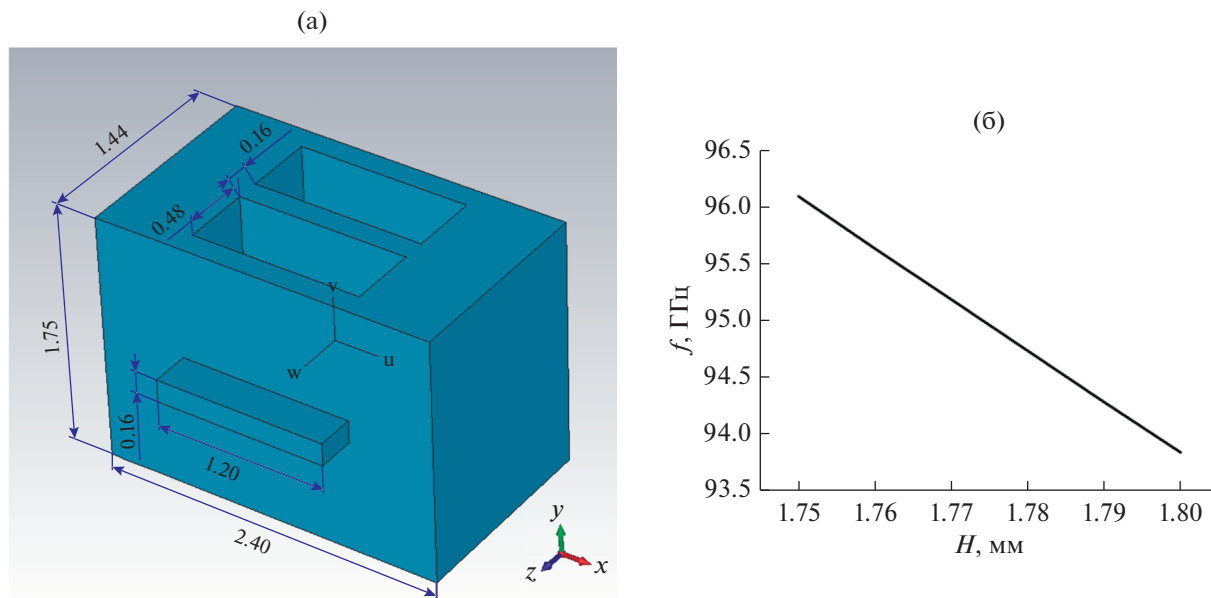


Рис. 1. Промежуточный резонатор, размеры в мм (а), зависимость частоты 2π-вида колебаний от высоты резонатора (б).

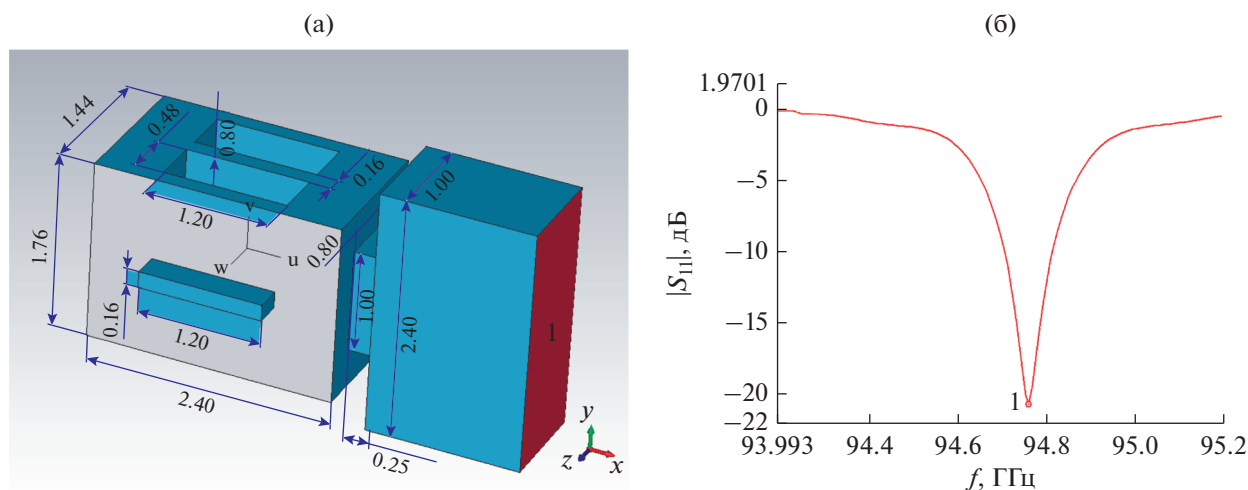


Рис. 2. Входной резонатор с элементом связи, размеры в мм (а), зависимость модуля коэффициента отражения от частоты (б).

Положительные значения электронной нагрузки обеспечивают отсутствие самовозбуждения прибора.

Подстройка частоты входного, выходного и промежуточных резонаторов осуществлялась изменением положения боковой стенки, которая была выполнена в виде гибкой диафрагмы. Крутизна перестройки частоты выходного и промежуточных резонаторов составила 10 МГц/мкм.

Другой способ перестройки – введение диэлектрического стержня через боковую стенку

резонатора. На рис. 4а показана модель промежуточного резонатора с подстройкой частоты с помощью керамического стержня, вводимого внутрь резонатора через боковую стенку. Стержень радиусом 0.3 мм выполнен из поликора ($\epsilon_r = 9.6$). Вместе с металлической оболочкой он образует запердельный волновод, что исключает утечку энергии из резонатора.

Зависимость собственной частоты 2π-вида колебаний от глубины погружения стержня в резонатор показана на рис. 4б. Средняя крутизна на-

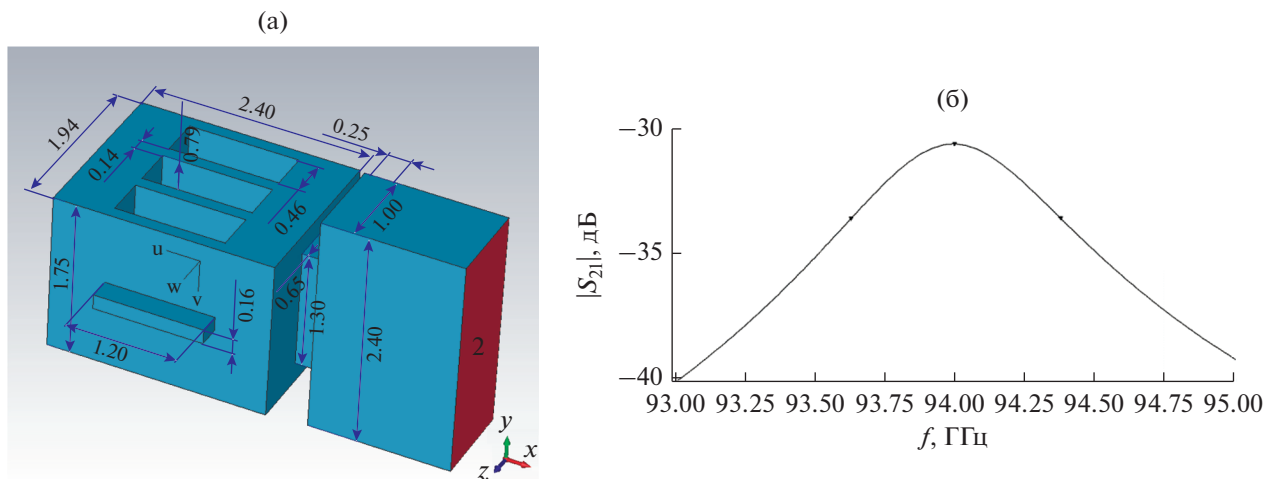


Рис. 3. Выходной резонатор, размеры в мм (а), и его АЧХ (б).

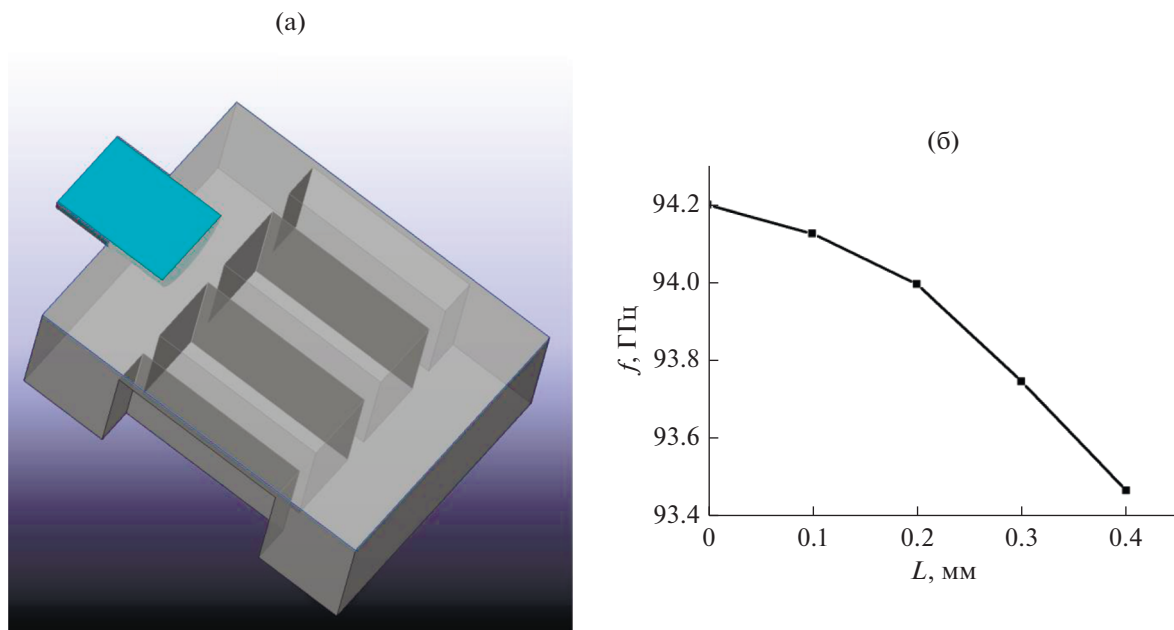


Рис. 4. Резонатор с элементом подстройки частоты (а) и зависимость частоты 2π -вида колебаний от глубины погружения стержня (б).

стройки составляет 1.8 МГц/мкм, диапазон настройки 720 МГц при максимальной глубине погружения стержня 0.4 мм. Такой диапазон до-

статочен для компенсации неточности изготовления. Аналогично осуществляется подстройка частоты выходного резонатора.

Таблица 1

Тип резонатора	Собственная частота, ГГц	Волновое сопротивление, Ом	Коэффициент взаимодействия	Параметр качества ρM^2 , Ом	G_e/G_0^1
Входной и промежуточные	94.3667	83.1	0.654	35.5	0.3
Выходной	95.0617	112	0.65	47.3	0.2

¹ G_e/G_0 – отношение активной составляющей электронной нагрузки G_e к эквивалентной проводимости электронного потока по постоянному току $G_0 = I_0/U_0$.

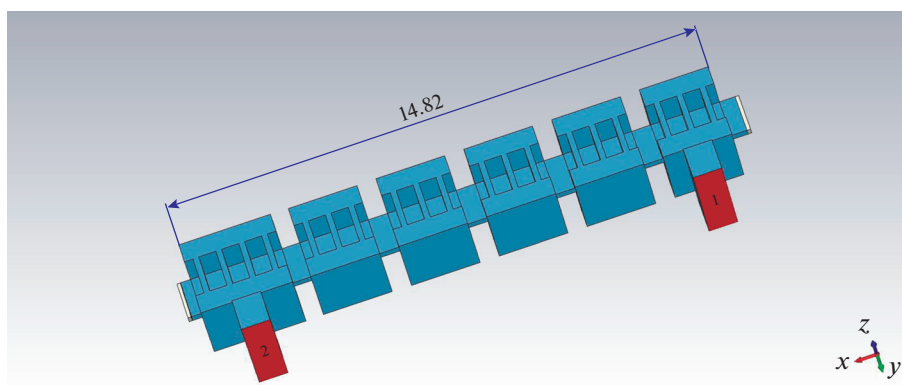


Рис. 5. Модель клистрона в среде CST PS.

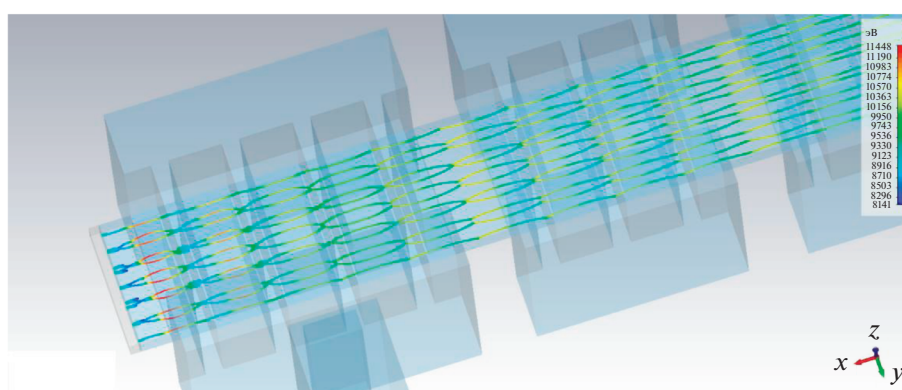


Рис. 6. Положения крупных частиц в фиксированный момент времени; различными оттенками серого обозначена энергия частицы (эВ).

3. АНАЛИЗ ПРОЦЕССА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Модель клистрона, созданная в среде CST Particle Studio, показана на рис. 5. Для получения требуемого коэффициента усиления прибора в нем использовано шесть резонаторов, № 1–6. Справа находится эмиттер электронов, слева – коллектор. Общая длина пролетного канала от эмиттера до коллектора составляет около 15 мм.

Резонаторы настроены по скиртронной схеме. Все промежуточные резонаторы настроены на частоты выше рабочей, а входной резонатор – на частоту меньше рабочей, что обеспечивает создание слетающего сгустка в выходном резонаторе. Выходной резонатор настроен на центральную частоту прибора. Ниже приведены собственные частоты резонаторов без учета реактивной составляющей электронной нагрузки:

Номер резонатора	1	2	3	4	5	6
Собственная частота, ГГц	94.74	95.13	95.34	95.36	95.42	95.07

Процесс взаимодействия электронного потока с электрическим полем резонаторов моделировали с помощью программы CST PS, основанной на модели крупных частиц. Использовалось 12 точек эмиссии с катода, общее число крупных частиц в пространстве взаимодействия составляло более 40000. Гексаэдральная сетка, наложенная на расчетную область, содержала более 400000 ячеек.

Положения крупных частиц в момент времени $t = 8$ нс с момента подачи входного сигнала мощностью 8 мВт показаны на рис. 6. Как видно, после прохождения выходного резонатора основная часть частиц собрана в сгустки и имеет энергию, меньше чем начальная. Коэффициент токопрохождения равен единице.

Амплитудно-частотная характеристика клистрона при уровне входной мощности 8 мВт показана на рис. 7, а его амплитудная характеристика на частоте 94.2 ГГц – на рис. 8. Клистрон отдает максимальную мощность 1060 Вт на частоте 94.2 ГГц при входной мощности 8 мВт и токе луча 0.8 А. КПД прибора в этой точке составляет 13%, что несколько больше принятого при проектировании. Коэффициент усиления равен 51.5 дБ. Ши-

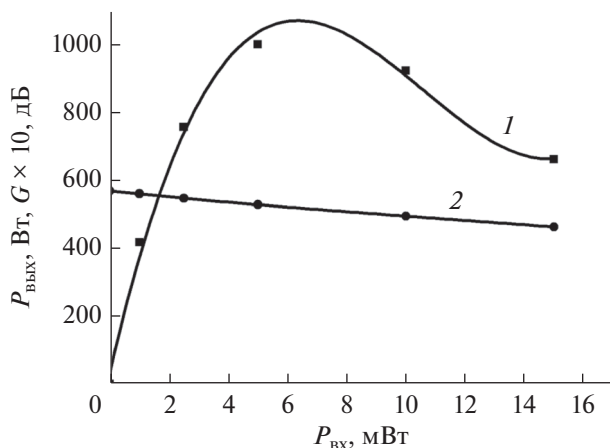


Рис. 7. Амплитудная характеристика клистрона (1) и зависимость коэффициента усиления от входной мощности (2).

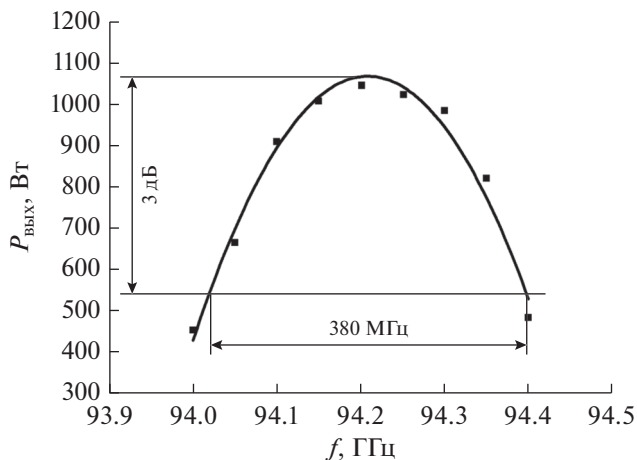


Рис. 8. АЧХ клистрона при $P_{вх} = 8$ мВт и $I_0 = 0.8$ А.

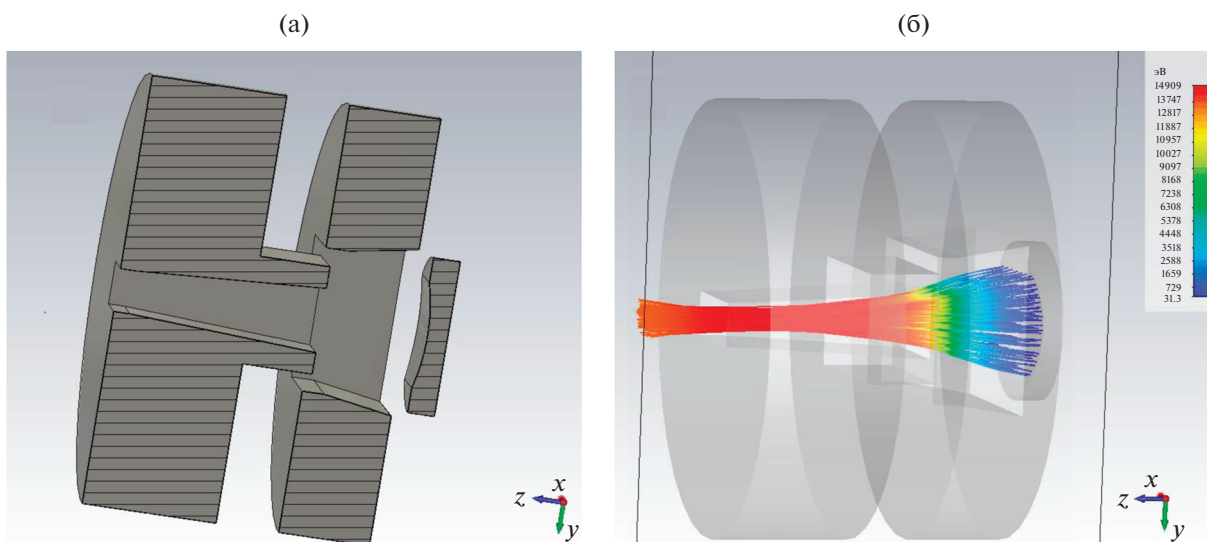


Рис. 9. Конфигурация электронной пушки (а) и траектории электронов в ней (б).

рина полосы усиливаемых частот, определенная по уровню -3 дБ, составляет 380 МГц.

4. ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

Электронная пушка прибора должна обеспечивать ввод пучка в пролетный канал. Предполагается использовать скандатный катод [6] с плотностью тока эмиссии 70 А/см². Площадь катода в этом случае составит 0.8 мм². При ширине катода 1 мм его высота составляет 0.8 мм и коэффициент компрессии по толщине пучка $k_k = 6.7$. Такое значение коэффициента компрессии может быть получено в пушке типа Пирса. На рис. 9 представлена конфигурация спроектированной пушки и траектории электронов в ней. Предполагается,

что пушка полностью экранирована от магнитного поля.

Значение индукции магнитного поля для поддержания равновесной прямолинейной формы ленточного пучка рассчитывается по формуле [7]

$$B_b = \sqrt{\frac{mI_1}{eb_e\epsilon_0 v_e}} = 0.27 \text{ Тл.}$$

В действительности, однако, значение индукции должно быть увеличено, так как на электроны действуют поперечные поля резонаторов. При моделировании в программе CST Particle Studio полное прохождение потока наблюдалось при индукции 0.8 Тл. Такое значение индукции, учитывая малую длину пролетного канала (14.8 мм)

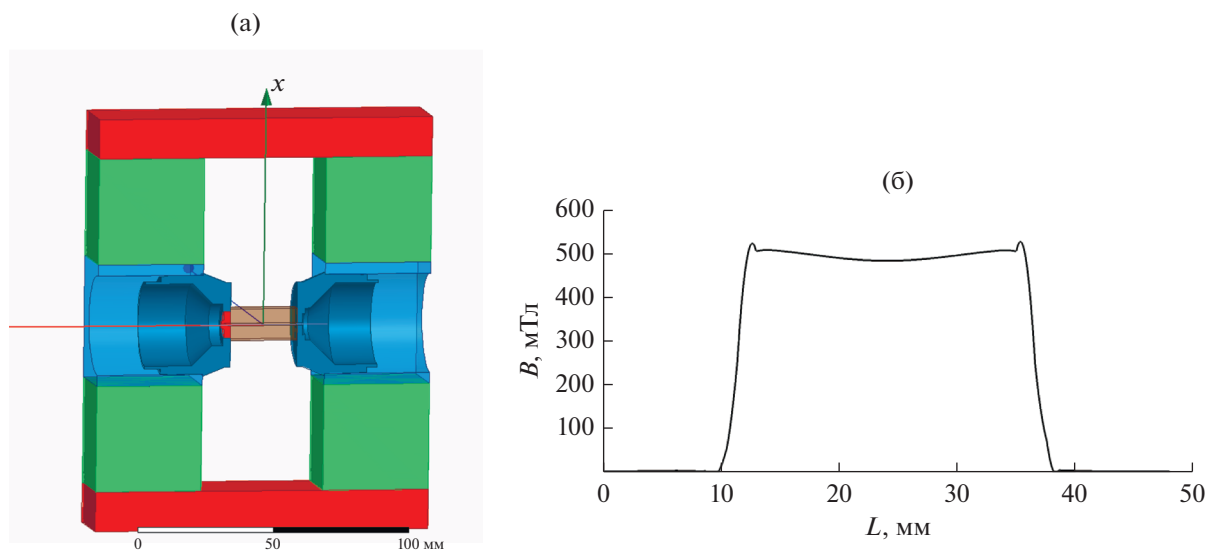


Рис. 10. Магнитная система (а) и распределение магнитной индукции по ее оси (б).

можно обеспечить с помощью постоянных магнитов на основе NdVFe. Конструкция магнитной системы и распределение магнитной индукции вдоль оси системы представлены на рис. 10.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, показана возможность создания низковольтного усилительного клистрона W-диапазона с ленточным электронным пучком и многоззорными резонаторами. Выходная мощность прибора превышает 1 кВт при КПД 13%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. <http://www.cpii.com/docs/related/40/EIK%20Technology%20at%20MMW%20&%20SubMMW%20Wavelengths.pdf>.
2. Wang J.-X., Barnett L.R., Luhmann N.C. et al. // Phys. Plasm. 2010. V. 17. № 4. P. 043111. <https://doi.org/10.1063/1.3383053>.
3. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики, М.: Физматлит, 2012.
4. <https://www.cst.com/products/cstps>.
5. Kariotakis G. High Power Klystrons: Theory and Practice at the Stanford Linear Accelerator Center. Part 1. SLAC-PUB 10620, August 2004, Revised Jan. 2005.
6. Капустин В.И., Ли И.П., Шуманов А.В. и др. // ЖТФ. 2017. Т. 87. № 1. С. 106.
7. Молоковский С.И., Сушков А.Д. Интенсивные электронные и ионные пучки. М.: Энергоатомиздат, 1991.