

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ
ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННОГО ТИПА© 2019 г. Н. П. Кравченко¹, *, С. В. Мухин², А. Д. Касаткин¹,
С. А. Пресняков¹, Н. И. Борисов¹¹Национальный исследовательский университет “Высшая школа экономики”,
Российская Федерация, 123458 Москва, ул. Таллинская, 34²Московский финансово-юридический университет,
Российская Федерация, 117342 Москва, ул. Введенского, 1А

*E-mail: natkrav@inbox.ru

Поступила в редакцию 24.11.2018 г.

После доработки 24.11.2018 г.

Принята к публикации 22.12.2018 г.

Использован метод эквивалентных систем для моделирования резонаторных замедляющих структур пучково-плазменных приборов. В качестве заполнителя пролетного канала рассмотрена бесстолкновительная плазма. Показана адекватность разработанной модели путем сопоставления результатов расчета с известными экспериментальными данными. Проанализированы дисперсионные характеристики замедляющих систем. Разработана структура высокочастотного блока пучково-плазменной лампы бегущей волны и с помощью программы “VEGA” проведена оценка параметров лампы.

DOI: 10.1134/S0033849419050097

ВВЕДЕНИЕ

Мощные электронные приборы сверхвысоко-частотного (СВЧ) диапазона являются основными источниками электромагнитной энергии для многих областей техники. Традиционно это различные электровакуумные приборы СВЧ: лампы бегущей волны (ЛБВ), клистроны, магнетроны, лампы обратной волны и др.

Наряду с электровакуумными приборами СВЧ получили развитие пучково-плазменные приборы СВЧ. Присутствие плазмы существенно влияет на работу приборов и позволяет улучшить некоторые их характеристики, в частности, повысить коэффициент полезного действия (КПД). Коллектив исследователей из Физико-технического института низких температур АН УССР (г. Харьков) выдвинул идею использования гибридных плазменно-волноводных структур, представляющих собой вакуумную замедляющую систему с пролетным каналом, заполненным плазмой [1, 2]. Был дан теоретический анализ пучково-плазменных процессов и проведены экспериментальные исследования нерелятивистских генераторов на плазменных лампах обратной волны. Однако переход от стадии научных исследований к созданию отпаянных приборов не был осуществлен.

Эта задача была решена во Всероссийском электротехническом институте (г. Москва). Была создана плазменная ЛБВ — пучково-плазменный

усилитель, обладающий высокими техническими параметрами [3]:

коэффициент усиления	23 дБ
максимальная мощность	25 кВт
электронный КПД	35%

Несмотря на большой объем проведенных теоретических и экспериментальных исследований замедляющих систем с пролетным каналом, заполненным плазмой, и процессов взаимодействия электронных потоков с волнами в таких системах, до настоящего времени нет инструмента, позволяющего вести машинное моделирование процессов взаимодействия, происходящих в пучково-плазменных приборах.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью данной работы является разработка программного комплекса, позволяющего вести моделирование процессов взаимодействия в пучково-плазменных ЛБВ на основе замедляющих систем (ЗС) типа цепочка связанных резонаторов (ЦСР) и проектирование их высокочастотных блоков.

В качестве прототипа разрабатываемого программного комплекса взят программный комплекс “VEGA”, предназначенный для моделирования ре-

зонаторных замедляющих систем и процессов взаимодействия в ЛБВ, построенных на их основе [4, 5]. По существу, поставлена цель расширить функции программного комплекса “VEGA” с учетом их приспособления к новым условиям.

Для достижения поставленной цели необходимо решение следующих задач:

- 1) адаптировать метод эквивалентных систем для моделирования замедляющих систем типа ЦСР с заполненным плазмой пролетным каналом;
- 2) разработать программный блок расчета опорных точек для настройки модели ЗС типа ЦСР с пролетным каналом, заполненным плазмой;
- 3) разработать программу расчета дисперсионных характеристик ЦСР для пучково-плазменных ЛБВ;
- 4) спроектировать высокочастотный блок пучково-плазменной ЛБВ.

2. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ ТИПА ЦСР С ЗАПОЛНЕННЫМ ПЛАЗМОЙ ПРОЛЕТНЫМ КАНАЛОМ

Метод эквивалентных систем [6] является разновидностью метода частичных областей и позволяет строить простые модели резонаторных ЗС, описывающие их электродинамические характеристики с требуемой точностью. Для анализа процессов в исходной ЗС, имеющей сложную конфигурацию границ, производится ее замена на эквивалентную систему с аналогичными свойствами, при этом создание модели значительно упрощается.

При построении эквивалентной системы исходная замедляющая система разбивается на частичные области плоскостями, перпендикулярными направлению распространения СВЧ-энергии в ней. Выделенные частичные области заменяются волноведущими каналами с конфигурацией границ, для которой известно аналитическое решение внутренней электродинамической задачи. В результате получается эквивалентная замедляющая система. Для описания частичных областей этой системы вводятся эквивалентные напряжение $U_{\text{экв}}$, ток $I_{\text{экв}}$, импеданс $Z_{\text{экв}}$ и коэффициент передачи $\gamma_{\text{экв}}$, что позволяет перейти к эквивалентным линиям передачи — базовым элементам — и единообразно описать их матрицами передачи четырехполюсников.

На основе анализа условий сшивания полей на границах частичных областей проводится соединение четырехполюсников в эквивалентную схему ячейки анализируемой замедляющей системы и определяется ее суммарная матрица передачи. Разным типам замедляющих систем соответствуют различные схемы соединения одних и тех же

базовых элементов, в результате чего процесс построения моделей унифицируется.

Идентичность свойств исходной и эквивалентной замедляющих систем обеспечивается подбором размеров эквивалентной ЗС. В случае, когда границы реальной и эквивалентной ЗС совпадают, при описании базовых элементов используются размеры реальной ЗС.

Если границы не совпадают, то для определения размеров эквивалентной системы возможны разные подходы:

- а) применение приближенных соотношений, связывающих размеры реальной и эквивалентной замедляющих систем;
- б) определение размеров эквивалентной системы в результате параметрической оптимизации по опорным точкам, полученным в результате натурального или численного эксперимента;
- в) использование регрессионных зависимостей, связывающих размеры эквивалентной и реальной замедляющих систем.

Метод эквивалентных систем применим для построения модели замедляющей системы типа ЦСР с пролетным каналом, заполненным плазмой. В данной работе использован подход, связанный с опорными точками.

3. МОДЕЛЬ ЯЧЕЙКИ ЗС ТИПА ЦСР СО ЩЕЛЯМИ СВЯЗИ, ПОВЕРНУТЫМИ НА 180°, И ПРОЛЕТНЫМ КАНАЛОМ, ЗАПОЛНЕННЫМ ПЛАЗМОЙ, ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПОРНЫХ ТОЧЕК

Опорные точки дисперсионной характеристики, используемые для настройки волноводно-резонаторной модели (ВРМ), могут быть определены экспериментально или рассчитаны по более строгим моделям.

Для определения четырех опорных точек, используемых при настройке ВРМ, была разработана модель отдельной ячейки ЗС. Построение такой модели основывается на том, что определенному сдвигу фазы на ячейке ЗС соответствуют определенные виды колебаний резонатора, образованного отдельной ячейкой ЗС [7]. Каждому значению сдвига фазы соответствует свое распределение электрических и магнитных “стенок” в сечениях, перпендикулярных оси на входе и выходе ячейки ЗС (рис. 1, сечения А–А и Б–Б) — на электрической “стенке” равна нулю тангенциальная составляющая электрического поля, на магнитной “стенке” — нормальная составляющая магнитного поля.

При переходе к описанию волноведущих каналов как четырехполюсников ячейку ЦСР заменяют схемой, представленной на рис. 2 [6].

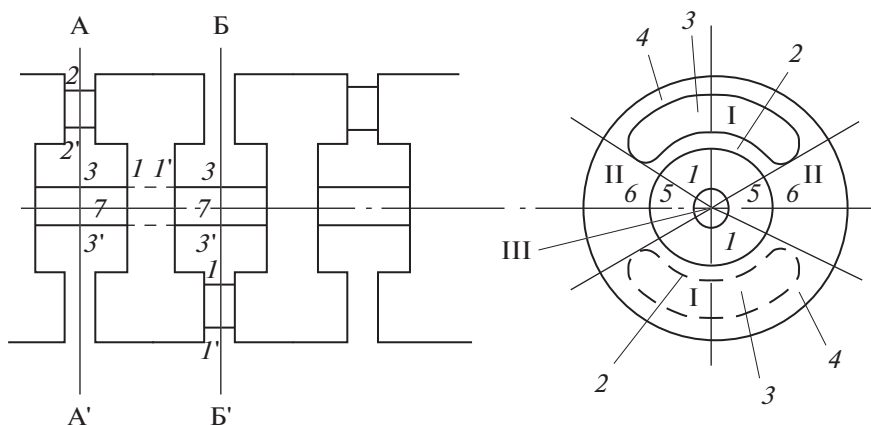


Рис. 1. Разделение ячейки замедляющей системы типа ЦСР на частичные области по направлению распространения СВЧ-энергии и азимуту; I – область фасолевидной щели связи, II – область резонатора, III – область щели связи; 1 – 6 – индексы коэффициентов передачи четырехполюсников, соответствующих различным участкам ячейки ЗС.

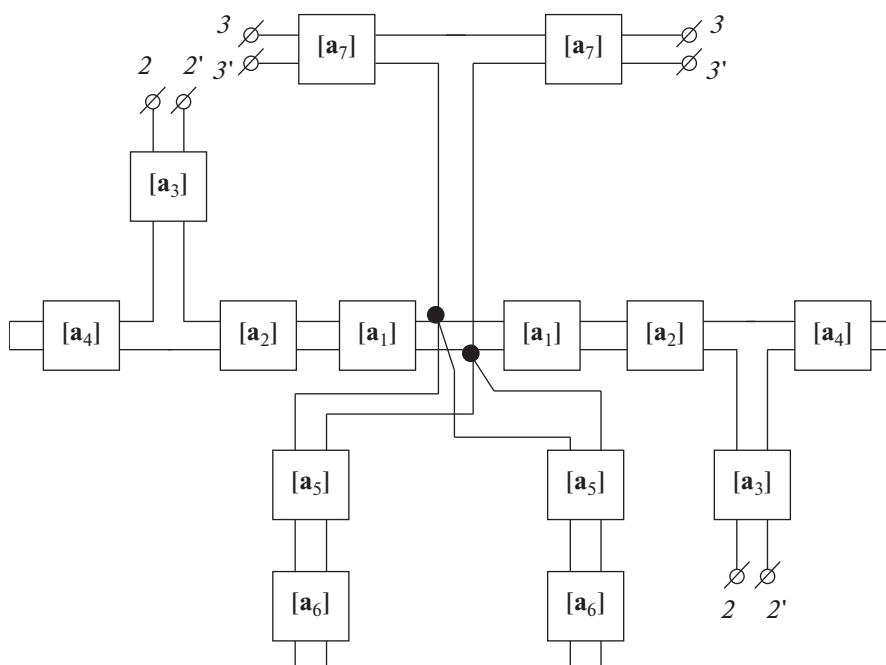


Рис. 2. Модель ячейки ЦСР, составленная из четырехполюсников; a_1 – a_6 – матрицы передачи частичных областей.

Как известно [7], на частоте, соответствующей коротковолновой границе основной полосы пропускания, в плоскостях А–А и Б–Б (рис. 1), располагаются электрические “стенки”.

Задача определения коротковолновой границы λ_1^0 сводится к вычислению резонансной частоты модели с закороченными входными 2–2' и выходными 3–3' клеммами, то есть к решению трансцендентного уравнения

$$2Y_I + 2Y_{II} + Y_{III} = 0, \quad (1)$$

где Y_I , Y_{II} – входные проводимости частичных областей I и II, Y_{III} – входная проводимость пролетного канала.

Все эти проводимости определены относительно точек 1–1' (рис. 2).

Цепочку четырехполюсников, моделирующую сектор I, можно получить, рассмотрев эквивалентную схему, составленную из отрезков трех радиальных линий с включенным последовательно сопротивлением Z_1 , учитывающим наличие щели связи.

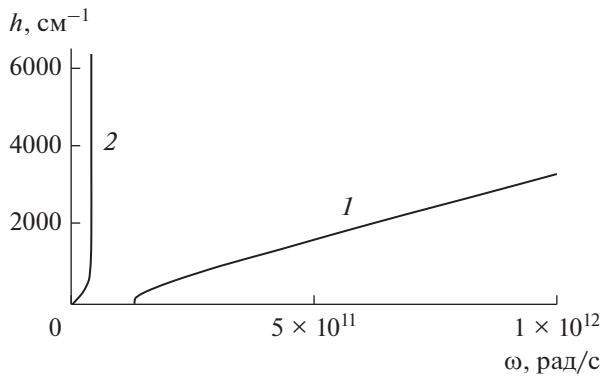


Рис. 3. Дисперсионные характеристики круглого волновода, заполненного плазмой.

Входная проводимость Y_1 определяется из соотношения

$$Y_1 = \frac{A_{22}^I}{A_{12}^I}, \quad (2)$$

где A_{12}^I, A_{22}^I — элементы полной матрицы передачи A^I сектора I с закороченными на выходе клеммами.

Входное сопротивление Z_1 является входным сопротивлением короткозамкнутого фасолевидного волновода длиной $t/2$, в котором распространяется волна H_{10} .

Для Z_1 имеем:

$$Z_1 = jZ_1'' \operatorname{tg} \left[\frac{2\pi t}{2\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_1''} \right)^2} \right],$$

где $j = \sqrt{-1}$, Z_1'' , λ_1'' — волновое сопротивление и критическая длина волны фаселевидного волновода, t — толщина диафрагмы ЦСР (см. рис. 4), λ — длина волны).

Для определения Y_{II} два четырехполюсника представлены отрезками радиальных линий с включенной в месте скачка проводимостью jB .

Находим Y_{II} , аналогично (2):

$$Y_{II} = \frac{A_{22}^{II}}{A_{12}^{II}}, \quad (3)$$

где A_{12}^{II}, A_{22}^{II} — элементы полной матрицы передачи A^{II} .

Входная проводимость пролетного канала, ограниченного электрическими стенками (замкнуты клеммы 3–3', рис. 2), определяется по известной формуле [8] с учетом пространственных гармоник для волны E_{01} в круглом волноводе радиуса R_1 , заполненном плазмой:

$$Y_{III} = \frac{j2\pi R_1 \epsilon_z}{\eta_0 d} \left[\frac{d J_1(kR_1)}{L J_0(kR_1)} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2k I_1(\kappa_n R_1)}{\kappa_n I_0(\kappa_n R_1)} \frac{\cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi d}{L}\right) \right], \quad (4)$$

где

$$\kappa_n = \sqrt{\epsilon_z \left(\left(\frac{2\pi n}{L} \right)^2 - k^2 \right)}; \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}; \quad \epsilon_z = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2};$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{n_e e^2}{\epsilon_0 m_e}}; \quad \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}.$$

d и L — толщина зазора взаимодействия взаимодействия и период ЦСР (см. рис. 4), $J_{0,1}$ — функ-

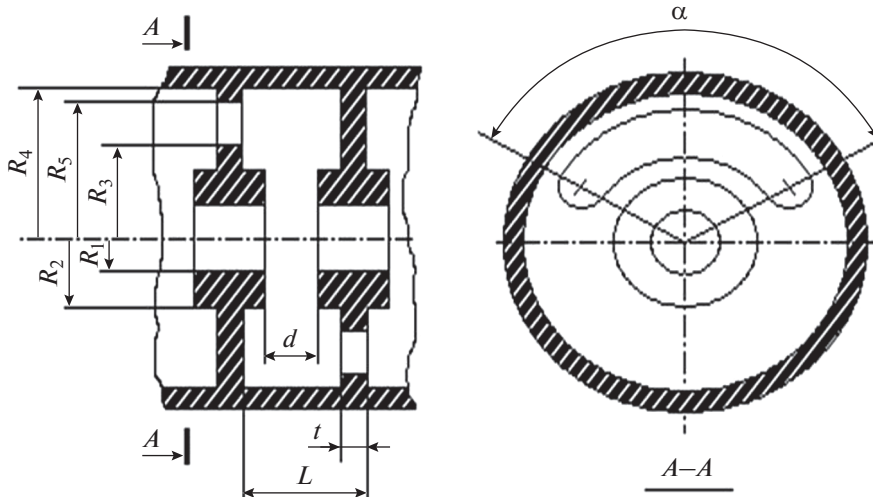


Рис. 4. Сечения ЗС.

ции Бесселя, $I_{0,1}$ — модифицированные функции Бесселя соответствующих порядков.

Будем рассматривать бесстолкновительную плазму в бесконечном продольном магнитном поле B . Дисперсионные характеристики $h(\omega, \nu, a)$, где h — волновое число, ω — частота, ν — концентрация плазмы, a — диаметр пучка, соответствующие этому случаю, представлены на рис. 3. Верхняя полоса (кривая 1) соответствует электромагнитным волнам в волноводе в присутствии плазмы. Нижняя область (кривая 2) распространения соответствует волнам пространственного заряда. Если плазменная частота меньше критической частоты пустого волновода, то фазовая скорость v_ϕ волн пространственного заряда меньше скорости света c .

При уменьшении концентрации плазмы до нуля формула (4) соответствует случаю волны E_{01} в круглом волноводе.

Подставляя значение входных проводимостей (3) и (4) в выражение (1), определяем резонансную частоту, соответствующую коротковолновой отсечке λ_1^0 . На частоте, соответствующей длинноволновой границе основной полосы пропускания, в плоскостях А—А и Б—Б (рис. 1) располагаются магнитные стенки, что эквивалентно разомкнутому входным 2—2' и выходным 3—3' клеммам модели ячейки (рис. 2).

В этом случае для определения λ_2^0 уравнение (1) принимает вид

$$2Y_1' + 2Y_{II} + Y_{III}' = 0. \quad (5)$$

Входящая в это уравнение проводимость сектора I определяется соотношением

$$Y_1' = \frac{A_{22}^{I1}}{A_{12}^{I1}}, \quad (6)$$

где A_{12}^{I1}, A_{22}^{I1} — элементы полной матрицы передачи, полученной для схемы (рис. 2), с учетом того, что

$Z_1 = Z_1'$ — входному сопротивлению фасолевидного волновода, разомкнутого на конце

$$Z_1' = -jZ_1'' \operatorname{ctg} \left[\frac{\pi l}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda''} \right)^2} \right].$$

Входная проводимость пролетного канала, ограниченного магнитными стенками в плоскостях А—А, Б—Б (рис. 1), и характеристическое сопротивление рассчитывается по формулам:

$$Y_{III}' = \frac{j2\pi R_1 \epsilon_z}{\eta_0 d} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2k}{\kappa_n} \frac{I_1(\kappa_n R_1)}{I_0(\kappa_n R_1)} \frac{\sin^2 \left(\frac{n\pi}{2} \right)}{n\pi} \sin \left(\frac{n\pi d}{L} \right) \right], \quad (7)$$

$$\rho = \frac{1}{Y_1(\lambda_3^0) + Y_1'(\lambda_3^0) + Y_{II}(\lambda_3^0)}. \quad (8)$$

Зная характеристическое сопротивление в центре полосы пропускания, для характеристического сопротивления резонатора получим:

$$\rho = \frac{U^2}{2\omega_0 W}, \quad (9)$$

где U — амплитуда напряжения на зазоре; W — запасенная энергия в резонаторе; $\omega_0 = 2\pi c/\lambda_3^0$ — резонансная частота, соответствующая середине основной полосы пропускания. При этом входное сопротивление $Z_{\text{вх}} = U^2/2P$, а $P = Wv_{\text{гр}}/L$ — мощность, проходящая через сечение зазора.

Сопротивление связи определяется выражением

$$R_p = \frac{U^2 L M_p^2}{2W v_{\text{гр}} \Phi_p^2}, \quad (10)$$

где M_p — коэффициент взаимодействия в зазоре, Φ_p — набег фазы на зазоре.

Подставляя (9) в (10), получаем сопротивление связи

$$R_p = \frac{\omega_0 L M_p^2}{v_{\text{гр}} \Phi_p^2} \rho. \quad (11)$$

На основе этой модели была разработана программа расчета опорных точек для настройки модели ЦСР с пролетным каналом, заполненным плазмой, и программа расчета дисперсионных характеристик для этой модели. По результатам расчета с использованием разработанной программы можно оценить влияние плазмы на дисперсионные характеристики ЦСР и выполнять проектирование пучково-плазменных приборов.

4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА “VEGA”

Полученный в результате оптимизации пучково-плазменный усилитель должен удовлетворять следующим требованиям:

рабочий диапазон	5.7...8.4 ГГц
диапазон входных мощностей	100...150 Вт
выходная мощность, не менее	5 кВт
диапазон ускоряющих напряжений	17...19 кВ
диапазон номинальных токов	3...5 А

Была поставлена задача: рассмотреть возможность построения литерного усилителя на основе двух двухсекционных приборов с развязкой в поддиапазонах 5.7...6.3 и 7.9...8.4 ГГц.

Таблица 1. Параметры ЗС

Диапазон частот, ГГц	Геометрические размеры ЗС								
	R_1 , мм	R_2 , мм	R_3 , мм	R_4 , мм	R_5 , мм	L , мм	t , мм	d , мм	α , град
5.7...6.3	2.5	3.6	4.0	11.9	11.0	8.3	1.5	2.5	95
7.9...8.4	2.5	3.5	4.0	9.0	9.0	6.0	1.5	2.2	90

Проектирование замедляющих систем проводили методом эквивалентных систем с настройкой по опорным точкам на базе программы расчета дисперсионных характеристик ЗС типа ЦСР "VEGA". Критериями оптимизации служили:

- 1) рабочий диапазон частот (определяется опорными точками);
- 2) максимально возможное сопротивление связи (определяется опорными точками);
- 3) внешний радиус ЗС должен оставаться в пределах 34 мм.

Перебору подвергали все размеры замедляющей системы, кроме радиуса пролетного канала. В результате проведенной оптимизации были получены замедляющие системы для рабочих диапазонов 5.7...6.3 и 7.9...8.4 ГГц, сечения которых приведены на рис. 4, а геометрические параметры указаны в таблице 1. На рис. 5 показаны результаты расчета зависимостей замедления и сопротивления связи от длины волны в основной полосе пропускания.

5. ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ ДВУХСЕКЦИОННОГО ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННОГО ПРИБОРА

Оптимизация структуры литер проводили с помощью программы "VEGA" в интерактивном режиме. Прибор был построен по двухсекционной схеме с развязкой между секциями на основе выбранной замедляющей системы типа ЦСР. Согласование на входе и выходе прибора поддерживали во всем рабочем диапазоне частот на уровне коэффициента стоячей волны (КСВ) 1.2. При этом варьировали:

- 1) напряжение и ток в заданном диапазоне;
- 2) количество резонаторов входной и выходной секций и секции развязки;
- 3) поглощение в секции развязки.

В результате проведенной оптимизации были получены схемы приборов, отличающиеся числом резонаторов в выходной секции.

У литеры пучково-плазменного прибора (ППП) входная секция содержит 6 резонаторов, секция

развязки — 5 резонаторов, выходная секция для поддиапазона 5.7...6.3 ГГц содержит 10 резонаторов; для поддиапазона 7.9...8.4 ГГц — 22 резонатора. При этом рабочее напряжение равно 19 кВ, ток пучка — 3 А; ослабление, вносимое секцией развязки, составляет 12...15 дБ.

Для первого поддиапазона электронный КПД оказывается равным 22...25%, для второго поддиапазона — 9...22%.

На рис. 6 и 7 представлены выходные характеристики литер ППП, полученные в процессе их оптимизации при изменении числа ячеек и рабо-

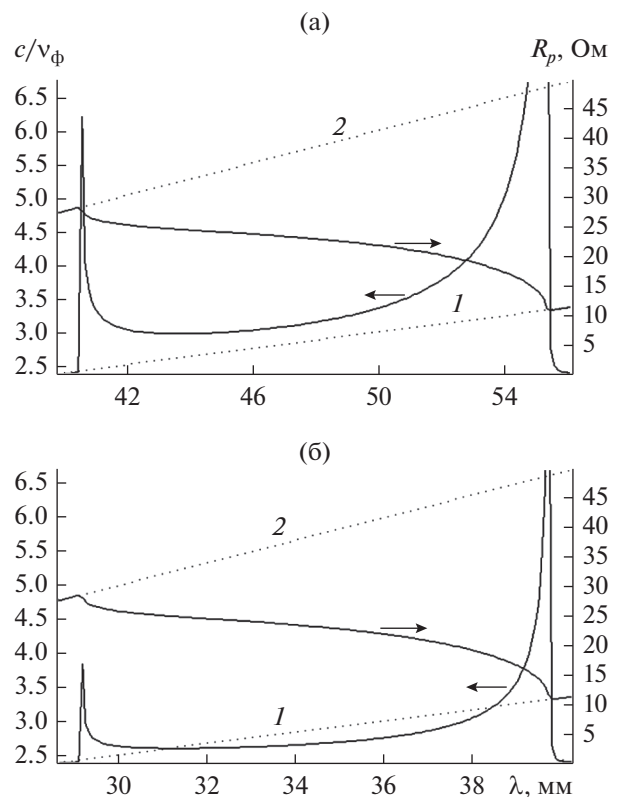


Рис. 5. Зависимости замедления и сопротивления связи ЗС диапазонов 5.7...6.3 ГГц (а) и 7.9...8.4 ГГц (б) от длины волны. Пунктирные кривые 1 и 2 — линии постоянных фаз $\varphi = \pi$ и $\varphi = 2\pi$.

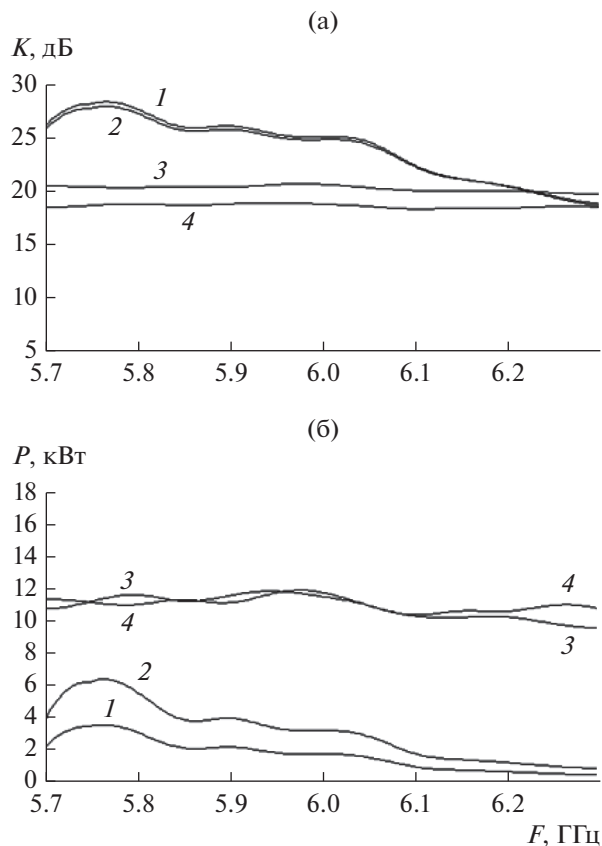


Рис. 6. Коэффициент усиления K (а) и выходная мощность P (б) оптимизированного ППП диапазона 5.7...6.3 ГГц. Кривые 1–4 соответствуют входной мощности сигнала 15, 10, 100, 150 Вт.

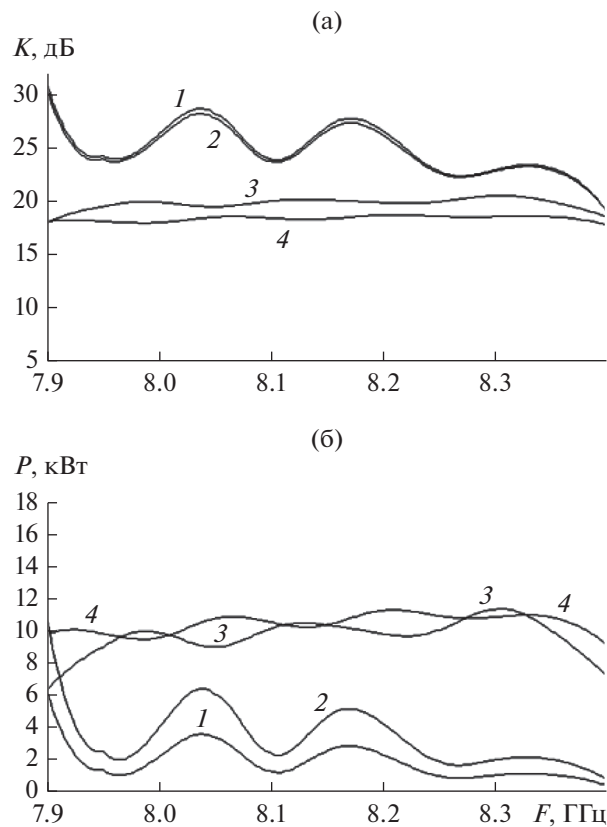


Рис. 7. Коэффициент усиления K (а) и выходная мощность P (б) оптимизированного ППП диапазона 7.9...8.4 ГГц. Кривые 1–4 соответствуют входной мощности сигнала 15, 10, 100, 150 Вт.

чих напряжений. Как видно из полученных результатов, оптимизированный прибор обеспечивает выходную мощность 9...10 кВт при входной мощности 100...150 Вт во всем рабочем диапазоне.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны замедляющие системы типа ЦСР для литер пучково-плазменных приборов в поддиапазонах 5.7...6.3 ГГц и 7.9...8.4 ГГц. На их основе рассчитаны структуры приборов, обеспечивающих требуемые выходные параметры.

Статья подготовлена в ходе проведения работы (№ 19-04-005) в рамках Программы “Научный фонд Национального исследовательского университета “Высшая школа экономики” (НИУ ВШЭ)” в 2019–2020 гг. и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации “5-100”.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ткач Ю.В., Файнберг Я.Б., Гадецкий Н.П. и др. // Укр. физ. журн. 1978. Т. 23. № 11. С. 1902.
2. Файнберг Я.Б., Блюх Ю.П., Корнилов Е.А. и др. // Докл. АН УССР. Сер. А. Физ.-мат. и техн. науки. 1990. № 11. С. 55.
3. Zavjalov M.A., Mitin L.A., Perevodchikov V.I. et al. // IEEE Trans. 1994. V. PS-22. № 5. P. 600.
4. Mukhin S., Panov V., Solntsev V. // Proc. 2nd IEEE Int. Vacuum Electronics Conf. (IVEC 2001). Noordwijk. 2–4 Apr. N.Y.: IEEE, 2001. P. 50.
5. Мухин С.В. // Журн. радиоэлектроники. 2002. № 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec02/4/text.html>.
6. Мухин С.В., Солнцев В.А., Ломакин О.Е., Глушков А.Р. // Лекции по электронике СВЧ и радиофизике. 8-я зимняя школа-семинар инженеров. Кн. I, Саратов: Изд-во Саратов. гос. ун-та, 1989. С. 69.
7. Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. М.: Сов.радио, 1966.
8. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. М.: Сов. радио, 1971.