

СВЕРХМОЩНЫЙ КЛИСТРОН X-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ВЫХОДНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТЬЮ НЕ МЕНЕЕ 3 МВт: ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТ

© 2023 г. Д. А. Комаров^а, Е. П. Якушкин^а, Ю. Н. Парамонов^{а, *},
С. В. Сурков^а, Д. А. Калашников^а

^а Научно-производственное предприятие “Торий”,
ул. Обручева, 52, стр. 2, Москва, 117342 Российская Федерация

*E-mail: paramonov.yn@toriy.ru

Поступила в редакцию 11.07.2022 г.

После доработки 18.01.2023 г.

Принята к публикации 25.02.2023 г.

Представлены результаты численного моделирования многолучевого клистрона X-диапазона длин волн. Дан анализ нового принципа построения пространства взаимодействия, позволяющего обеспечить высокое значение КПД без использования резонаторов второй гармоники. Представлены результаты экспериментального исследования разработанного 25-лучевого клистрона КИУ-283 с пиковой мощностью 3.0 МВт на частоте 9300 МГц с электронным КПД 58%.

DOI: 10.31857/S0033849423080065, EDN: UWBXIQ

ВВЕДЕНИЕ

Клистронные усилители благодаря высокому уровню выходной импульсной сверхвысокочастотной (СВЧ) мощности и высокой стабильности сигнала находят широкое применение в гражданском оборудовании (медицинские комплексы, досмотровые комплексы, комплексы стерилизации и т.д.). В то же время одной из проблем клистронов остается низкий уровень коэффициента полезного действия (КПД) прибора СВЧ, что вынуждает потребителей использовать дорогостоящие и громоздкие источники питания. Несмотря на значительный опыт в изучении возможности повышения КПД, проблема до сих пор остается актуальной.

Существующие на данный момент методы с применением резонаторов на высших гармониках [1, 2], хоть и позволяют получать высокий КПД без значительного увеличения пространства дрейфа, но с трудом применимы в многолучевых клистронов (МЛК). Связано это с тем, что радикальные размеры МЛК ограничены размерами катода – плотность тока катода не должна превышать 20 А/см². Кроме того, необходимо обеспечивать конструктивный запас при изготовлении катодных обоем с числом лучей более 18. Помимо этого, на резонаторы второй и третьей гармоники клистронов коротковолнового диапазона накладываются жесткие требования к допускам на значения частоты. Отклонения резонатора по частоте приводят к резкому спаду КПД.

Цель данной работы разработка клистрона X-диапазона длин волн с выходной мощностью 3 МВт с помощью нового принципа построения пространства взаимодействия с использованием инверсии частот, что позволяет получать высокий КПД.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В связи с большим интересом освоения коротковолнового диапазона длин волн для целей создания малогабаритных линейных ускорителей электронов была поставлена задача разработки сверхмощного клистрона на рабочую частоту 9.3 ГГц, пакетированного постоянными магнитами, со следующими основными характеристиками.

Выходная импульсная мощность – не менее 2.5 МВт;

напряжение катода, импульсное – не более 55 кВ;

ток катода, импульсный – не более 100 А.

Анализ последних результатов разработок сверхмощных клистронов ведущей зарубежной фирмы СРІ показывает, что зарубежный аналог в X-диапазоне частот с выходной мощностью 3.2 МВт имеет существенно большее значение напряжения катода (110 кВ) при токе катода 71 А и сравнительно низкие величины электронного КПД (41%). Представленный прибор в качестве фокусирующей системы имеет электромагнит и жидкостное

охлаждение. Массогабаритные параметры прибора с электромагнитом превышают 250 кг.

Также было необходимо снизить потребляемую мощность в 1.4 раза по сравнению с аналогом, что возможно только путем резкого увеличения электронного КПД.

Для обеспечения гарантийной наработки изделия не менее 5000 ч, исходя из предельного значения плотности тока катода, величина микропервеанса луча была ограничена значением $0.3 \text{ мкА/В}^{3/2}$. Чтобы не допустить увеличения перепада волнового сопротивления между рядами электронных лучей и, как следствие, снижения эффективности группирования, необходимо выбирать число рядов катодов не более трех. Для проектируемого клистрона было выбрано двухрядное расположение катодов с их общим числом 25 (10 катодов в первом ряду и 15 во втором). Такое количество катодов позволяет обеспечивать суммарный ток катода 100 А в интервале анодных напряжений 50...55 кВ при плотности тока катода не более 20 А/см^2 .

Выбранные параметры электрического режима позволяют определить внутренние диаметры труб дрейфа и ширину ВЧ-зазоров резонаторов.

Исходя из опыта разработки подобных клистронов, указанные размеры резонаторов выбираются из следующих условий:

$$\gamma R_r = 0.6, \quad (1)$$

$$\gamma d = 1.5, \quad (2)$$

где R_r – внутренний радиус трубы дрейфа, d – ширина высокочастотного зазора, γ – фазовая постоянная.

Фазовая постоянная вычисляется по формуле

$$\gamma = \frac{\omega}{V_0} = 1.06 \times 10^{-5} \frac{f}{\sqrt{U}} \left[\frac{\text{рад}}{\text{м}} \right], \quad (3)$$

где ω – круговая рабочая частота, V_0 – скорость электрона, f – рабочая частота, U – анодное напряжение.

На основании указанных условий был выбран внутренний диаметр трубы дрейфа 3 мм. При этом центры катодов клистрона (центры электронных лучей) располагались на диаметрах 26 мм (15 лучей) и 16 мм (10 лучей).

2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Численный анализ пролетного клистрона осуществлен в программе KLYS-5.63 [3].

Одним из основных условий достижения максимально возможного КПД считается получение максимального значения амплитуды первой гармоники конвекционного тока при минимальном разбросе скоростей электронов в сгустке [2].

Для решения этой нетривиальной задачи подбирается значительное число параметров (пролетные длины, расстройки частот, нагруженная добротность входного и выходного резонатора и т.д.). Для упрощения выбора применяется следующая методическая схема моделирования: последовательно рассчитывался клистрон, состоящий из двух резонаторов, далее трех резонаторов и т.д. до шести резонаторов. Это позволяет проводить последовательную оптимизацию параметров взаимодействия, принимая часть переменных, полученных при предыдущем расчете, неизменными для расчета с увеличенным числом резонаторов.

На первом этапе проектирования изделия была выбрана классическая схема клистрона с упорядоченной группировкой [2]: каждый резонатор, следующий за входным, настроен на более высокую частоту, предвыходной резонатор максимально отстроен от центральной частоты вверх по диапазон, наибольшая длина пролета соответствует пролету между четвертым и пятым резонаторами, что обеспечивает необходимый рост второй гармоники конвекционного тока. В результате моделирования была определена оптимальная добротность выходного каскада, которая составила 80 единиц. КПД в режиме насыщения составил 65.3%, что близко к предельным значениям КПД клистронов, работающих при микропервеансе на луч более $0.3 \text{ мкА/В}^{3/2}$.

На следующем шаге для повышения КПД исследовалась целесообразность применения резонаторов второй гармоники [1], что могло бы поднять расчетное значение КПД на 10...12%. В результате расчета было получено увеличение КПД до 70.7% при увеличении длины пролетной трубы между третьим и четвертым резонаторами. Рост КПД был обусловлен увеличением амплитуд трех гармоник конвекционного тока, вплоть до близких к предельно возможным значениям [2]. Однако достижение оптимального гармонического состава не указывает на оптимальный энергетический разброс сгустка. В [2] предполагалось, что минимальный разброс по энергии в сформированном сгустке осуществляется при оптимальном значении первой гармоники. В данном случае низкие значения второй и третьей гармоник конвекционного тока (только на последних пролетах амплитуды данных гармоник поднимаются до значения 1.4...0.99) указывают на возможность улучшения энергетического разброса сгустка.

Для увеличения уровня второй и третьей гармоники, четвертый резонатор был “отстроен” по частоте, выше предвыходной (инверсия частот).

Также было учтено торможение электронного потока, т.е. по вычисленным значениям наведенного напряжения на зазорах были скорректированы значения угла пролета пятого резонатора.

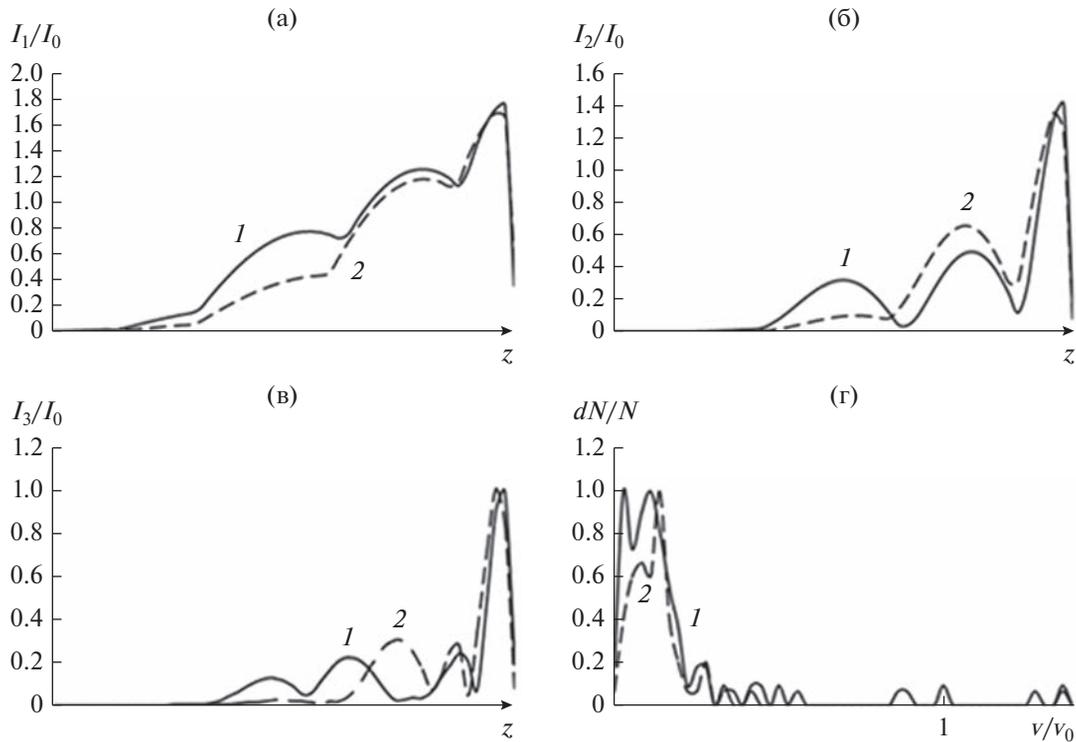


Рис. 1. Изменение формы первой (а), второй (б) и третьей (в) гармоники конвекционного тока, а также энергетический спектр (г): для классического (1) и инверсного (2) пространства взаимодействия.

Несмотря на то, что в результате моделирования максимальные значения амплитуд гармоник тока классического варианта настройки и предложенного варианта (корректировка угла пролета и инверсия резонаторов) мало отличались, вторая и третья гармоника нового варианта были существенно выше во всем пространстве взаимодействия. Вследствие этого в зазоре выходного резонатора формировалось моноэнергетическое распределение со средней скоростью, в котором более 80% электронов имеют минимальный энергетический разброс. При этом спектр энергий классической схемы был не симметричен. В результате моделирования было получено увеличение КПД до 74.5%. Основные параметры пространства взаимодействия приведены в табл. 1.

3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РЕЗОНАТОРНОГО БЛОКА КЛИСТРОНА

Для дальнейшей оптимизации конструкции и выходных параметров клистрона были рассчитаны зависимости собственной частоты резонаторов и их волновых сопротивлений от диаметра резонатора, его высоты и ширины ВЧ-зазора. Представленные ниже результаты получены с помощью трехмерного моделирования.

При 25-лучевом исполнении и X-диапазоне очевидным выбором к использованию является коаксиальный резонатор на основной моде колебаний E_{010} . Преимущества данного вида резонатора заключаются прежде всего в возможности расположения рядов пролетных каналов по радиусу таким образом, чтобы минимизировать пере-

Таблица 1. Параметры пространства взаимодействия для резонаторов 1–6

Параметр	1	2	3	4	5	6
Волновое сопротивление, Ом	9.0	12.0	12.0	12.0	12.0	9.0
Частота резонатора	1.0	1.005	1.007	1.0175	1.015	0.998
Добротность	80.0	2000.0	2000.0	2000.0	2000.0	80.0
Длина трубы дрейфа $i-j$, мм	28.5	29.0	50.0	47.0	13.0	

пад волнового сопротивления. Кроме того, конструктивно удобно сохранить основные геометрические размеры резонатора (внешний радиус, диаметр вылета втулки с пролетными каналами) и осуществлять настройку только диаметром внутреннего проводника. Неудобство использование коаксиального резонатора связано с невозможностью расположения эффективных элементов настройки частоты резонатора внутри вакуумной оболочки и с достаточно низкими значениями волнового сопротивления. Кроме того, очевидным требованием является идентичность значений волновых сопротивлений во внутреннем и внешнем рядах каналов.

Для решения данной задачи был использован следующий алгоритм. Первоначально проводилась настройка резонатора на необходимую частоту и рассчитывались волновые сопротивления внутреннего $\rho_{вн}$ и внешнего $\rho_{внеш}$ каналов, разброс значений которых достигал 30%. Далее давалось приращение внешнего радиуса резонатора и радиуса центрального проводника на одну и ту же величину и снова вычислялись значения волнового сопротивления. После этого легко построить линейные зависимости волновых сопротивлений от радиуса резонатора и решить систему двух уравнений для поиска оптимального внешнего радиуса резонатора:

$$R_{рез}^{опт} = \frac{b_2 - b_1}{k_1 - k_2}, \tag{4}$$

где k_1 и k_2 – соответственно тангенсы угла наклона прямых $\rho_{внеш}(r)$ и $\rho_{вн}(r)$, а b_1 и b_2 – соответственно свободные члены. Покажем на численном примере использование методики. Был рассчитан резонатор на необходимую частоту и получены следующие геометрические параметры: радиус резонатора 18.05 мм, радиус центрального проводника 4.88 мм; волновые сопротивления внешнего канала составили 11.2 Ом, внутреннего – 9.5 Ом; перепад сопротивлений 18%. Делаем приращение радиусов на 0.2 мм: 18.25 и 5.08 мм соответственно. Тогда $\rho_{внеш} = 11.4$ Ом, $\rho_{вн} = 8.5$ Ом. Вычисляя по (4), получаем значение оптимального внешнего радиуса резонатора 17.77 мм. Вычисляем изменение ради-

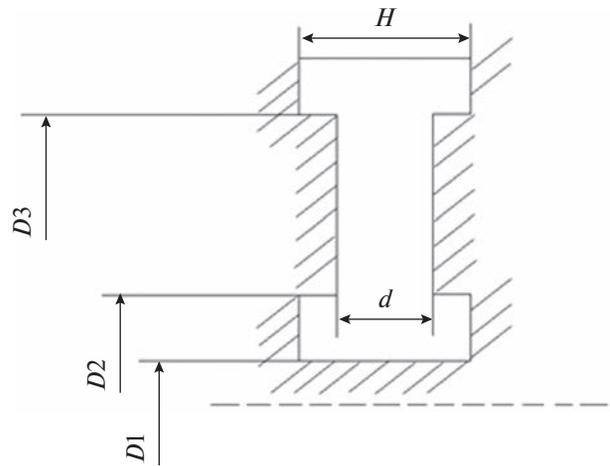


Рис. 2. Схема коаксиального резонатора к табл. 2.

уса от исходного и определяем радиус внутреннего проводника, равного 4.6 мм. Повторный расчет волновых сопротивлений дает значения $\rho_{внеш} = 10.7$ Ом, $\rho_{вн} = 10.8$ Ом, перепад 0.9%. Далее, при необходимости, осуществляется корректировка частоты изменением радиуса внутреннего проводника.

Расчет резонаторного блока, произведенный по данному алгоритму, представлен в табл. 2 и рис. 2.

4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО РЕЗОНАТОРА, ЭЛЕКТРОННОЙ ПУШКИ И КАНАЛА ТРАНСПОРТИРОВКИ

Анализ известных приборов показывает, что для однолучевых клистронов достижение КПД 65...70% является практически нормой, в то время как для МЛК это значение редко превышает 45%. Чрезвычайно важным вопросом является столь резкое отличие в КПД клистронов, построенных по одним физическим принципам, с точки зрения оптимальной группировки электронного потока, по одним принципам создания выходных каскадов, оптимального микропереванса луча и т.д., и

Таблица 2. Характеристики резонаторного блока

Номер резонатора	D_1 , мм	d , мм	Диаметр резонатора, мм	Волновые сопротивления $\rho_{внеш}/\rho_{вн}$, Ом
2	8.78	4.0	36.34	12.1/12.3
3	8.82	4.0	36.34	12.3/12.3
4	9.04	4.0	36.34	11.7/11.6
5	9.28	3.5	35.54	10.7/10.8

Примечание: D_2 – 12 мм, D_3 – 30 мм, H – 6 мм.

при этом не дающих в случае МЛК никакой возможности получения больших значений КПД. Нами ранее [4] была предпринята попытка объяснить этот эффект с позиции наличия существенной азимутальной неоднородности поля выходного резонатора, связанного с волноводом. Действительно, реальный импеданс зазора выходного резонатора клистроны в различных каналах отличается от оптимальных значений в 7...10 раз, а значит, при любой оптимальной группировки электронного потока получить столь же оптимальный энергообмен в выходном резонаторе невозможно.

Рассмотрим выходной резонатор МЛК в виде N-полосника, нагруженного на общее сопротивление. Никакой необходимости конкретизировать внутреннее устройство N-полосника нет, за исключением лишь одного предположения: каждая клемма шунтирована некоторой емкостью C_j . Данное предположение определяет наличие нуля входного импеданса в области бесконечной частоты по соответствующим клеммам N-полосника. Определение величины этих емкостей не представляет труда. Действительно, используя теорему Боде [5] для каждой из пар клемм, можем записать

$$\int_0^{\infty} R_j(\omega) d\omega = \frac{\pi}{2C_j}, \quad (5)$$

где $R_j(\omega)$ – реальная часть входного импеданса j -го канала. Интеграл в правой части легко вычислим, что дает в итоге выражение для шунтирующей емкости в виде

$$C_j = \frac{Q_j}{f_j R_j^{\max}}, \quad (6)$$

где Q_j и f_j – соответственно добротность и частота основной моды на клеммах j , а R_j^{\max} – максимальное значение реальной части входного импеданса j -го канала.

При этом существует зависимость частоты и добротности от номера канала взаимодействия, так же как и импеданса. Однако если последняя величина может меняться в несколько раз, то изменение частоты и добротности составляет не более 10%, что позволяет пренебречь их вариацией и считать частоту и добротность контура константами.

Известна теорема Лондона [6], определяющая максимально возможную активную составляющую мощности, передаваемую в нагрузку произвольного N-полосника:

$$\int_0^{\infty} P(\omega) d\omega = \frac{\pi}{4} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |I_i| |I_j| \frac{1}{\sqrt{C_i C_j}}, \quad (7)$$

где $I_{i,j}$ – комплексные амплитуды токов на клеммах i, j ; N – число каналов.

Рассмотрим предельный случай идентичности питающих токов в зазорах и одинаковых шунтирующих емкостей, т.е. случай идентичных каналов без азимутальной неоднородности. Тогда теорема Лондона приводит к тривиальному выражению

$$\int_0^{\infty} P(\omega) d\omega = \frac{\pi}{4} |I|^2 \frac{N^2}{C_{\text{опт}}}, \quad (8)$$

где $C_{\text{опт}}$ – шунтирующая емкость.

Соотношение (8) имеет очевидный физический смысл: мощности от каждого луча суммируются в одной нагрузке. Это соотношение определяет максимально возможную величину мощности, переданную от источников в нагрузку в приближении идентичных лучей.

Поскольку величину комплексной амплитуды тока определяет пространство группирования электронного потока в резонаторах, не связанных с трактом, то и в общем случае можно считать величины токов на зазорах выходного резонатора одинаковыми. Тогда с учетом только азимутальной неоднородности полей соотношение (8) примет вид

$$\int_0^{\infty} P(\omega) d\omega = \frac{\pi}{4} |I|^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \frac{1}{\sqrt{C_i C_j}}.$$

Введем коэффициент использования мощности в следующей форме:

$$\alpha = \left(\frac{V_{\text{опт}}}{V_{\text{реал}}} \right)^{-1}, \quad (9)$$

где

$$V_{\text{опт}} = N^2 R_{\text{опт}},$$

$$V_{\text{реал}} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sqrt{R(i) R(j)}.$$

Коэффициент α показывает, во сколько раз реальная мощность в выходном каскаде, связанном с волноводом, будет меньше чем мощность в идеальном резонаторе.

В результате моделирования было определено, что для достижения требуемой добротности 80 единиц действительная часть импеданса зазора в различных пролетных каналах должна отличаться в 4.5 раза. Коэффициент использования мощности α составлял 0.61. При этом КПД не превышало 45%, что является типичным КПД для многолучевых клистронов. Результаты расчета позволяют утверждать, что во всех случаях необходимо предпринимать специальные меры по выравниванию полей в выходном резонаторе. Таким образом, для увеличения коэффициента использования мощности рекомендуется изменять в выходном резонаторе величину пролетного зазора

для каждого канала по закону, обратному соотношению (9). В частности, в данном случае была использована методика выравнивания поля с помощью увеличения зазора в девяти каналах [7], что позволило повысить коэффициент использования до 0.96, т.е. КПД должен составить 71% (табл. 3).

Кроме того, принципиальным для данного диапазона длин волн является вопрос устойчивости к СВЧ-пробою в выходном резонаторе. Однако, используя критерий Килпатрика [8], легко показать, что при зазоре 3.5 мм можно обеспечить уровень напряженности электрического поля в выходном резонаторе до 150 кВ/мм, что превышает на порядок напряженность поля в данной конструкции.

На рис. 3, 4 представлен эскиз парциальной электронной пушки и результаты моделирования транспортировки парциального электронного луча в канале клистрона в магнитной фокусирующей системе. Результаты расчета показывают, что выбранная геометрия пушки и распределение индукции магнитного поля позволяют обеспечить

Таблица 3. Реальные части импеданса зазора выходного резонатора

Номер канала	R, Ом	
	внешний ряд	внутренний ряд
1	1451	819
2	905	606
3	575	585
4	550	592
5	559	603
6	565	—
7	571	—
8	580	—

Примечание. Нумерация лучей от середины щели связи резонатора и волновода.

транспортировку электронного потока с заполнением канала 0.5 на всей длине пространства взаимодействия в статическом режиме.

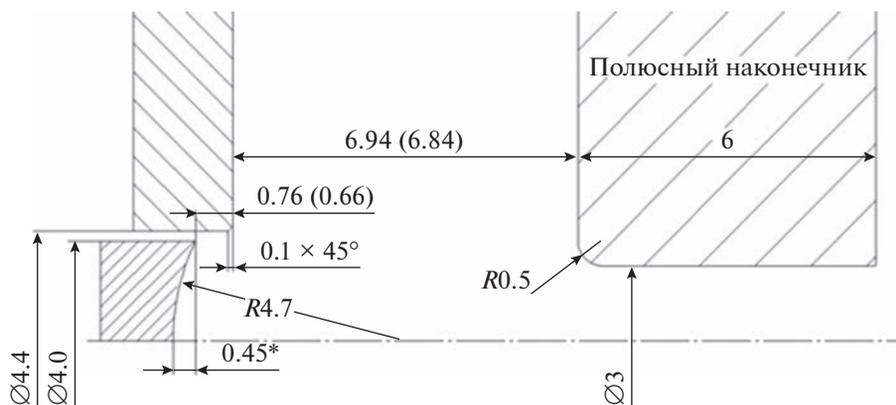


Рис. 3. Эскиз парциальной пушки, размеры в мм.

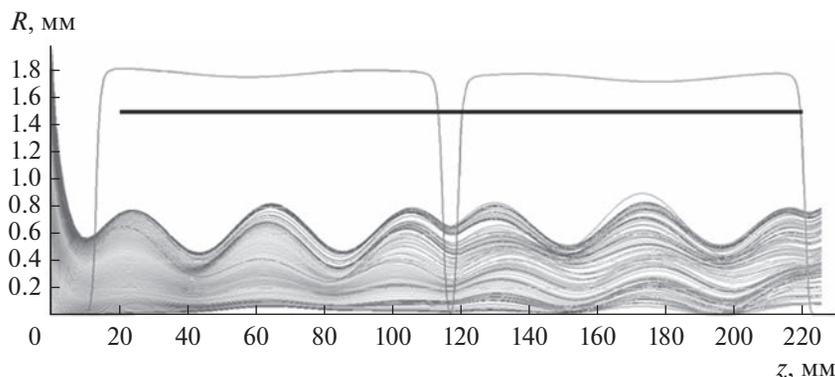


Рис. 4. Моделирование транспортировки парциального электронного потока.

5. КОНСТРУКЦИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

По результатам проектирования была разработана конструкция клистрона КИУ-283 (рис. 5). На рис. 6 представлена конструкция резонаторного блока.

Измерения резонансных частот методом четырехполюсника до высокотемпературной пайки блока, показали хорошее соответствие моделированию: максимальная относительная погрешность собственной частоты составила 0,3%. Однако после пайки наблюдаются существенные девиации собственной частоты резонатора (табл. 4). Тем не менее расчет выходных характеристик клистрона при данном пространстве взаимодействия показал, что допуски на значения собственных частот существенно выросли. Так, девиация частоты в пределах ± 15 МГц дает ухудшение КПД не более чем на 0,4%. Результаты измерения выходного резонатора после пайки показали завышенное значение нагруженной добротности – 100 единиц вместо оптимальных 80. Результаты моделирования показали снижение КПД на 3% при данном значении нагруженной добротности.

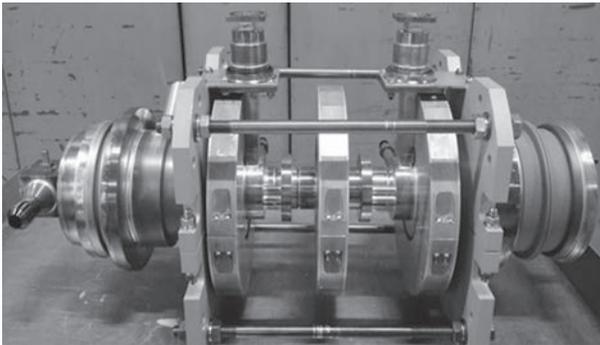


Рис. 5. Клистрон КИУ-283.

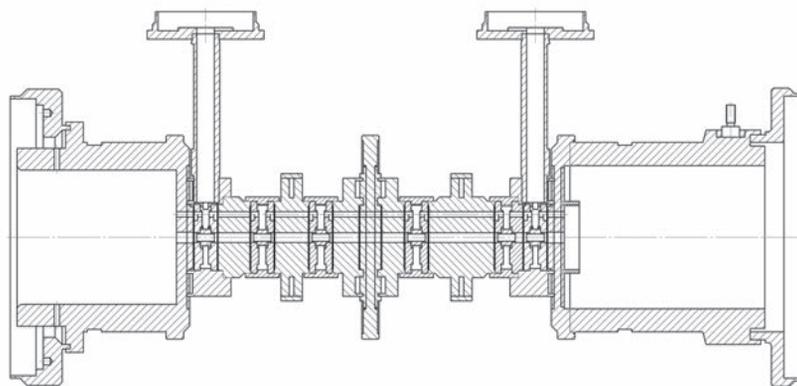


Рис. 6. Эскиз резонаторного блока клистрона КИУ-283.

Таблица 4. Результаты электродинамических измерений резонаторного блока

Номер резонатора	$f_{\text{теор}}, \text{ ГГц}$	$f_{\text{эксп}}, \text{ ГГц}$	$f_{\text{пайка}}, \text{ ГГц}$
2	9.3499	9.361	9.350
3	9.3672	9.362	9.352
4	9.4616	9.463	9.464
5	9.4406	9.442	9.452

Настройка магнитной системы из материала КС25 показала несколько заниженные величины магнитной индукции по сравнению с результатами моделирования (рис. 7). Однако с помощью магнитомягких переключателей в первом и втором реверсах удалось поднять уровень индукции до приемлемых значений с точки зрения транспортировки электронного потока.

Откачка изделия велась в стандартном откачном посту при температуре корпуса 600°C . На рис. 8 представлены результаты измерения парциальных давлений остаточных газов в приборе, полученные методом масс-спектрометрии. Характерный пик соответствует началу режима активировки катодного узла.

После откачки прибор прошел технологический этап тренировки высоким напряжением. Результаты тренировки показали, что высоковольтный изолятор позволяет работать с напряжением 70 кВ при величине тока утечки 3 мкА.

Питание клистрона осуществлялось от модулятора с искусственной формирующей линией из 15 звеньев с импульсным трансформатором и с резонансным типом заряда через дроссель 3,0 Гн. Трансформатор обеспечивал коэффициент трансформации по напряжению 2.

Накальная характеристика экспериментально не измерялась в связи с нестабильной работой модулятора при малых токах нагрузки (резкое

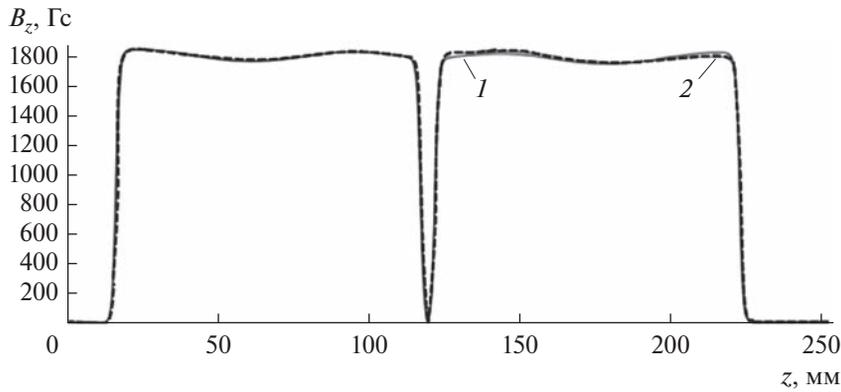


Рис. 7. Распределение индукции магнитного поля вдоль продольной оси прибора: 1 – моделирование, 2 – эксперимент.

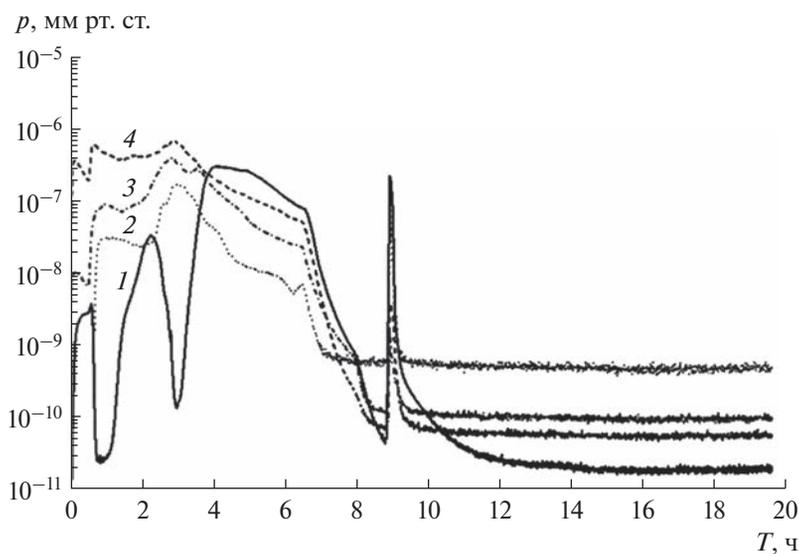


Рис. 8. Измерение парциальных давлений остаточных газов в клистроне (эксперимент): 1 – H_2 , 2 – N_2 , 3 – CO_2 , 4 – H_2O .

ухудшение фронта и спада импульса). Однако измерение в диапазоне напряжения накала от 10 до 11 В показали слабую зависимость тока катода от мощности накала. Рабочим значением напряжения накала был выбран режим 10.5 В при токе 15 А.

Измерение в статическом режиме показали широкую зону токопрохождения выше 86% от 40 до 55 кВ (рис. 8). На режиме рабочего тока в 100 А токопрохождение составило 93%, т.е. ток коллектора составил 93 А, что можно принять удовлетворительным результатом, а пиковая мощность, рассеиваемая коллектором, 5.1 МВт. Частота посылок при этом была равна 143 Гц, а длительность импульса 7 мкс, т.е. скважность составила 1000 единиц.

Измерение выходной мощности осуществлялось калориметрическим способом в канале 23×10 мм, при дополнительном повышении давления до 3.5 атм. Уровень избыточного давления оказался достаточным для работы без искрений в тракте.

Результаты измерения амплитудной характеристики представлены на рис. 9. Экспериментальный электронный КПД в насыщении составил 58%, что удовлетворительно соответствует результату моделирования, с учетом не оптимальной нагруженной добротности выходного резонатора.

На линейном и нелинейном участке амплитудной характеристики (до режима насыщения) относительная ошибка расчета не превосходит 3%. Увеличение погрешности моделирования в режиме насыщения до 17% связано с резким (до 50%) ухудшением динамического токооседания на резонаторный блок. При этом измерения термопарами температуры резонаторного блока показали увеличение на $10^\circ C$ температуры предвыходного резонатора, что свидетельствует о токооседании до влета в выходной резонатор.

Следует особо отметить, что разработанный авторами ранее 30-лучевой клистрон КИУ-273 на

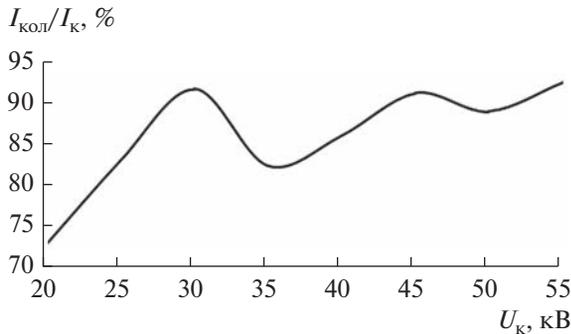


Рис. 9. Зависимость токопрохождения в статическом режиме от катодного напряжения (эксперимент).

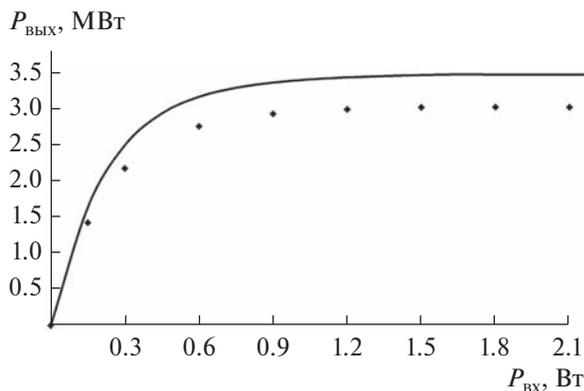


Рис. 10. Амплитудная характеристика КИУ-283 на частоте 9300 МГц: сплошная линия — расчет, точки — эксперимент.

частоту 5.712 ГГц при классическом построении пространства взаимодействия (упорядоченная группировка) имел технический КПД не более 48%, а электронный КПД не более 50%, при равных значениях токооседания в динамическом режиме работы и близком значении микроперванса ($0.43 \text{ мкА/В}^{3/2}$), что позволяет утверждать верность предложенного принципа группировки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Многочисленные результаты повышения КПД МЛК, как правило связанные с использованием резонаторов второй и третьей гармоники, конструктивно сложно реализуемы для приборов коротковолнового диапазона длин волн. В работе показано, что использование классического построения пространства взаимодействия с резонаторами только основной частоты позволяет получить минимальный разброс скоростей в электронном суставе. Для этого необходимы:

- учет изменения фазы пролета пучка по мере торможения в пространстве взаимодействия;
- инверсия частот резонаторов, при которой наибольшую отстройку по частоте имеет не пред-

выходной резонатор, а один из промежуточных резонаторов;

– увеличение длин дрейфовых участков после группирующей секции клистрона.

Уменьшение азимутального перепада реальной части импеданса выходного зазора, а также минимизация перепада величин волновых сопротивлений в промежуточных резонаторах позволяет получить близкие к предельным значения КПД для МЛК.

По результату работы был создан 25-лучевой клистрон КИУ-283, с фокусировкой постоянными магнитами, с предельным электронным КПД 58%, техническим КПД 54%, выходной импульсной мощностью 3.0 МВт на частоте 9300 МГц, превышающий известный мировой аналог по совокупности технических характеристик.

По результатам разработки можно констатировать, что на первый план ограничения выходной мощности МЛК выходит задача расчета оптики в динамическом режиме работы, т.е. задача обеспечения, при столь высоких КПД и эффективной транспортировке в магнитной фокусирующей системе интенсивного электронного потока в пространстве взаимодействия с коэффициентом токопрохождения не хуже 90%.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Marchesin R., Beunas A., Thouvenin P. et al. // Proc. Conf. IVEC 2017. London. 24–26 Apr. N.Y.: IEEE, 2017. P. 217.
<https://doi.org/10.1109/IVEC.2017.8289714>
2. Кочетова В.А., Кучугурный В.И., Лебединский С.В. и др. // РЭ. 1981. Т. 26. № 1. С. 139.
3. Malykhin A.V., Yakushkin E.P., Konnonv A.V. // Proc. Conf. IVEC 2003. Seoul. 28–30 May. N.Y.: IEEE, 2003, P. 101.
<https://doi.org/10.1109/IVEC.2003.1286095>
4. Комаров Д.А., Якушкин Е.П., Парамонов Ю.Н. // РЭ. 2014. Т. 59. № 9. С. 861.
5. Бодэ Г.В. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М.: Изд-во иностр. лит., 1948.
6. Лондон С.Е. Широкополосные радиопередающие устройства. Л.: Энергия, 1970.
7. Komarov D.A., Yakushkin E.P., Paramonov Yu.N., Dartmaev A.N. // Proc. Conf. IVEC 2019. Busan. 28 Apr.–1 May. N.Y.: IEEE, 2019.
<https://doi.org/10.1109/IVEC.2019.8744807>
8. Kilpatrick W.D. // Rev. Scientific Instruments. 1957. V. 28. № 10. P. 824.
<https://doi.org/10.1063/1.1715731>