УДК 621.3.029; 621.3.384

В. С. Арбузов [1], Э. И. Горникер [1], Е. В. Козырев [1, 2], А. А. Кондаков [1]
В. М. Петров [1], А. М. Пилан [1], А. Г. Трибендис [1]

[1] Институт ядерной физики им. Г. И. Будкера СО РАН
пр. Акад. Лаврентьева, 11, Новосибирск, 630090, Россия

[2] Новосибирский государственный университет
ул. Пирогова, 2, Новосибирск, 630090, Россия

E-mail: E.I.Gorniker@inp.nsk.su, E.V.Kozyrev@inp.nsk.su

СИСТЕМА МОЩНОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ПИТАНИЯ УСКОРЯЮЩИХ РЕЗОНАТОРОВ НОВОСИБИРСКОГО МИКРОТРОНА-РЕКУПЕРАТОРА ДЛЯ ЛСЭ

ДЕЛИТЕЛЬ БОЛЬШОЙ НЕПРЕРЫВНОЙ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

Статья посвящена высокочастотной системе для передачи мощности и ее распределения между ускоряющими резонаторами микротрона-рекуператора для ЛСЭ Сибирского центра синхротронного и терагерцового излучения СО РАН (Новосибирск). Система деления построена на основе прямоугольного волновода, связанного с каждым резонатором коаксиальной линией посредством коаксиально-волноводного перехода (КВП). Показано, что при определенном выборе размеров волновода и КВП эквивалентная схема КВП может быть представлена источником тока. Проведен расчет свойств такой системы деления и показаны ее преимущества. Обсуждены экспериментальные результаты и опыт эксплуатации устройства. Приведены основные конструктивные параметры волноводного делителя 600 кВт непрерывной мощности, работающего на частоте 180,4 МГц.

Ключевые слова: волновод, коаксиально-волноводный переход, делитель мощности, эквивалентный нормированный импеданс, ускоряющие системы.

Введение

Ускоряющая система микротрона-рекуператора для ЛСЭ СО РАН [1] состоит из 16 резонаторов, работающих на частоте 180,4 МГц. ВЧ система двухканальная. В каждом канале мощность подводится к 8-ми резонаторам прямоугольным волноводом от четырехмодульного генератора мощностью до 600 кВт [2]. Эта мощность делится между резонаторами примерно поровну. Такая ускоряющая система позволяет обеспечить энергию электронов до 10–12 МэВ за оборот. Максимальное число проходов должно составлять по 4 при ускорении и при рекуперации энергии. Энергия электронов будет достигать 40–50 МэВ при среднем токе 50 мА. В настоящее время уже осуществлено четыре прохода ускоряющих резонаторов, получена энергия электронов около 40 МэВ и ведется дальнейшая отладка работы ускорителя, включая рекуперацию энергии частиц.

ВЧ система микротрона-рекуператора включает инжектор и группирователь со своими резонаторами и генераторами, ускоряющие резонаторы с ВЧ трактом передачи, согласования и распределения мощности, мощные генераторы, питающие эти резонаторы. В данной статье рассматривается один из элементов всей ВЧ системы, а именно система деления мощности между ускоряющими резонаторами микротрона-рекуператора, ее принцип работы и конструктивные особенности.

Каждый ускоряющий резонатор имеет автоматическую настройку на резонансную

ISSN 1818-7994. Вестник НГУ. Серия: Физика. 2013. Том 8, выпуск 1

частоту и представляет собой самостоятельную нагрузку. Требуемая для микротрона рабочая частота практически не изменяется после настройки (диапазон рабочих частот не более 0,1 %). Достаточно настроить систему на одной частоте. Эта возможность в значительной мере определила выбор конструкции и особых свойств системы деления мощности.

Делитель мощности, установленный в каждом канале, предназначен для того, чтобы распределить мощность поровну между 8-ю не связанными резонаторами. Делитель включает в себя прямоугольный волновод с размерами a = 958 мм, b = 415 мм, протяженностью, близкой к длине ускоряющей системы, связанный с резонаторами коаксиально-волноводными переходами (КВП) и жесткими коаксиальными линиями равной длины, распределенными по всей длине волновода (рис. 1). Волновое сопротивление коаксиальных отводящих линий равно 75 Ом, диаметры проводников 160 и 45 мм. Изготовленные для ЛСЭ резонаторы на входах имеют коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) от 1 до 1,3 на резонансной частоте.

Несмотря на то, что на частоте 180 МГц прямоугольный волновод имеет значительные габариты, он существенно проще в изготовлении и надежнее двухпроводных линий на высоких уровнях мощности.

Устройство деления ВЧ мощности разработано в ИЯФ СО РАН и в настоящее время работает в установке ВЭПП-4М [3]. В микротроне-рекуператоре для ЛСЭ [1] делитель мощности построен по аналогичному принципу, однако в конструкцию внесены изменения (связанные с особенностями условий работы ВЧ системы микротрона), касающиеся схемы расположения резонаторов и конструкции вводов мощности резонаторов.

К основным свойствам описываемого делителя мощности можно отнести следующие.

1. Разность фаз напряжений на выходах делителя мощности (и, следовательно, на ускоряющих резонаторах) кратна π. Поэтому обязательно выполнение условия: расстояние между резонаторами в ускорителе должно быть кратно половине длины волны в вакууме λ/2, при наименьшей величине этого расстояния – λ. Число резонаторов,

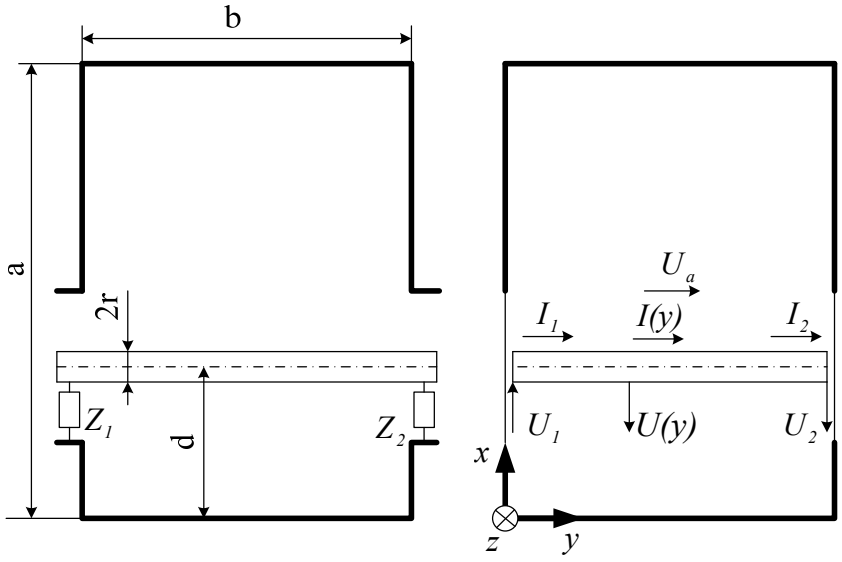

Рис. 1. Эскиз КВП (слева): a, b – размеры широкой и узкой стенок прямоугольного волновода; Z_1, Z_2 – входные импедансы внешних коаксиальных линий, подключенных к идеально проводящему круглому стержню на торцах 1 и 2 соответственно; $x = d$ – положение оси стержня; r – радиус стержня. Пояснение к расчету возбуждения однородной длинной линии магнитным полем волновода (справа): $I = I(y)$, $U = U(y)$ – ток и напряжение в сечении y длинной линии, I_1, U_1, I_2, U_2 – токи и напряжения на нагрузках Z_1, Z_2 торцов 1 и 2 соответственно. $U_a = E_F b$ – амплитуда напряжения между широкими стенками у падающей волны основного типа при x = a/2

подключаемых к делителю, допустимо практически любое.

В микротроне энергия инжекции электронов уже достаточна высока (2 МэВ), чтобы удовлетворять этому условию.

2. Коэффициент отражения от резонаторов может быть произвольным в интервале [–1; 0,6]. Ограничение сверху определяется допустимым напряжением в коаксиальной линии при максимальном токе возбуждения резонатора.

3. Распределение токов возбуждения резонаторов относительно друг друга не зависит от входных импедансов резонаторов, а определяется только размерами КВП.

4. Балластные нагрузки в рассматриваемом делителе отсутствуют (в отличие от делителей на 3-дб мостах). Поэтому мощность ВЧ генератора во всех режимах практически полностью поступает в резонаторы. Исключение составляют незначительные потери в стенках ВЧ тракта.

5. Делитель позволяет произвольно задавать распределение амплитуд токов возбуждения как в одинаковых, так и в разных нагрузках.

Первое свойство обусловлено тем, что нагрузки (в данном случае резонаторы) подключаются к волноводу в сечениях, отстоящих друг от друга на расстоянии, равном половине длины волны в волноводе. Для этого наибольший размер сечения прямоугольного волновода – ширина (a) – выбран таким образом, чтобы длина волны Λ основного типа волны H_{10} была равна удвоенной длине волны в вакууме, т. е. $\Lambda = 2\lambda$, следовательно, $a/\lambda = 1/\sqrt{3}$.

Длина коаксиальных линий между сечением эквивалентного представления резонатора параллельным колебательным контуром и выходным сечением делителя, совпадающим со стенкой волновода, должна быть кратна $\lambda/2$. Это условие необходимо для того, чтобы при различных входных сопротивлениях настроенных резонаторов разность фаз ускоряющих напряжений оставалась неизменной и кратной π (в соответствии с первым свойством).

Кроме того, при такой длине (в соответствии со вторым свойством) допустима полная расстройка любого числа резонаторов.

Остальные свойства определяются соответствующей конструкцией коаксиально-волноводного перехода, при которой его эквивалентная схема может быть представлена источником тока. Ниже это будет проиллюстрировано расчетами и экспериментами.

В дальнейшем расстояние между соседними КВП считаем равным половине длины волны в волноводе. Следовательно, в соседних КВП модули напряженности полей в волноводе одинаковы, а фазовые углы отличаются на π. Дополнительный сдвиг фазового угла на π, необходимый для суммирования ускоряющих напряжений резонаторов, достигается тем, что входные петли связи в соседних резонаторах механически повернуты на угол 180° относительно друг друга.

Величина связи делителя с отдельными резонаторами выбирается такой, чтобы подсоединение к нему всех резонаторов привело к согласованию на входе прямоугольного волновода. Предлагаемая схема деления мощности работает и в случае уменьшения числа подключенных к ней нагрузок (резонаторов) от максимального числа до одной при неизменной связи с КВП. В этом случае требуется только изменить связь волновода-делителя с генератором для получения оптимального режима работы выходного каскада генератора. Данное согласование осуществляется специальным устройством – коаксиально-волноводным трансформатором с регулируемым коэффициентом связи, установленным на выходе генератора.

Коаксиально-волноводный переход

На рис. 1 показан эскиз и расчетная схема КВП. КВП представляет собой металлический стержень, проходящий параллельно узкой стенке волновода и нагруженный на торцах произвольными комплексными нагрузками Z_1 и Z_2.

Расчет КВП проведен при условии $d << b$. Ниже показано, что это требование приводит к тому, что согласованный с нагрузкой отдельный КВП вносит в волновод нормированный импеданс в несколько раз больше единицы, т. е. для согласования волновода необходимо подключать несколько резонаторов или использовать согласующие устройства на входе делителя.

Метод расчета параметров такого типа узлов рассмотрен в работе [4] при условиях: радиус стержня $r << d$; длина стержня равна длине узкой стенки волновода (b). Согласно

этому методу, стержень замещается линейным током, текущим вдоль его оси при $x = d$. Этот ток возбуждает в волноводе отраженную волну основного типа и высшие типы волн. Сумма электрических полей всех типов волн совместно с полем падающей волны основного типа должна удовлетворять граничным условиям на поверхности стержня (т. е. при $x = d \pm r$) и в зазорах между торцами стержня и стенками волноводов. В [4] принято значение $x = d + r$.

Однако для КВП с относительно слабой связью возможна модификация алгоритма расчета, позволяющая выбрать параметры КВП, соответствующие вышеуказанным свойствам. Модификация расчета основана на допущении, что при $d << b$ распределение тока $I(y)$ вдоль стержня описывается телеграфными уравнениями для однородной линии. Поля волн типа $H_{m,0}$ ($m = 1, 2, \ldots$) в зазоре между стержнем и ближней боковой стенкой волновода создают однородное вдоль стержня магнитное поле, которое возбуждает ТЕМ волну в линии КВП.

Не распространяющиеся высшие типы волн $H_{m,n}$ ($m \geq 1$; $n \geq 1$) не учитываются, так как, с одной стороны, их интегральный вклад мал из-за вариаций по оси y, с другой – учет этих волн приводит к расходимости ряда, аппроксимирующего полную проводимость, связанной с появлением емкостной реактивности в бесконечно малом зазоре на торцах стержня [4]. Фактически же малые зазоры отсутствуют из-за достаточно больших отверстий в стенках волновода. А возникающие в отверстиях волновода небольшие реактивности могут быть учтены поправками к Z_1 и Z_2.

Напряженность электрического поля в зазорах 1 и 2 определяется напряжениями на нагрузках $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$:

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1 \cdot \delta(y), \quad \dot{E}_2 = \dot{U}_2 \cdot \delta(y - b),$$

где δ – дельта-функция. Сумма электрических полей основной и высших типов волн в волноводе должна быть равна нулю на поверхности стержня при $x = d + r$ и $\dot{E}_1, \dot{E}_2$, в зазорах.

Интеграл по y в интервале $y = [0, b]$ при $x = d + r$ от суммы электрических полей волн, возбуждаемых током в стержне, и электрического поля падающей волны основного типа нужно приравнять к сумме напряжений на зазорах. Выполнив промежуточный расчет, аналогичный проведенному в [4], получим граничное условие при $z = 0$ и $x = d$:

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2 + iI_0 Z_w X \sin^2 \frac{\pi d}{a} = \dot{U}_s, \qquad (1)$$

где

$\dot{U}_s = E_F (1 + R) b \sin \frac{\pi d}{a}$ – сумма напряжений падающей и отраженной волн при $z = 0$, $y = d$;

E_F – амплитуда напряженности электрического поля падающей волны основного типа при $x = a/2$;

$Z_w = 2\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\Lambda b}{\lambda a}$ – сопротивление, на которое нормируется вносимый в волновод импеданс;

$$I_0 = \frac{1}{b}\int_0^b \dot{I}(y)\,dy;$$

$$X = \frac{a}{2\Lambda \sin^2 \frac{\pi d}{a}} \left[\ln \frac{2a \cdot \sin \frac{\pi d}{a}}{\pi \cdot r} - 2\sin^2 \frac{\pi d}{a} + \right.$$

$$\left. + 2\sum_{m=2}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{m^2 - (\frac{2a}{\lambda})^2}} - \frac{1}{m} \right) \sin^2 \frac{m\pi d}{a} \right]$$

есть нормированное сопротивление индуктивности стержня, присоединенного к широким стенкам волновода (величина X вычислена в [4]).

Коэффициент отражения R в согласованном волноводе, нагруженном импедансом, внесенным КВП, определяется выражением [4]:

$$R = -iZ_w \frac{I_0}{2bE_F} \sin \frac{\pi d}{a}.$$

Находим из (1) значение I_0/E_F и подставляем его в R, определяем импеданс, внесенный КВП, по формуле

$$Z = -\frac{(1+R)}{2R} = \frac{\dot{U}_1 + \dot{U}_2}{Z_w I_0 \sin^2 \frac{\pi d}{a}} + iX. \qquad (2)$$

Дальнейший расчет выполнен в предположении, что распределение тока вдоль стержня $\dot{I}(y)$ определяется телеграфными уравнениями для двухпроводной линии.

Приращение электродвижущей силы (ЭДС), наведенное суммарным потоком Ф магнит-

ных полей волн типа $H_{m,0}$ ($m = 1, 2, \ldots$) на участке линии длиной dy:

$$d\varepsilon = i\omega dy \frac{\Phi}{b} = i\omega L_0 I_H dy,$$

где I_H – ток возбуждения, не зависящий от y. Тогда для линии (см. рис. 1) можно написать:

$$-\frac{d\dot{U}}{dy} = i\omega L_0 \left(\dot{I} + \dot{I}_H\right),$$
$$-\frac{d\dot{I}}{dy} = i\omega C_0 \dot{U}. \qquad (3)$$

Решение системы ищем в виде суммы двух бегущих навстречу друг другу волн, возбуждаемых током $\dot{I}_H$.

$$\dot{U} = A_1 e^{-iky} + A_2 e^{iky},$$
$$\dot{I} = \frac{1}{Z_C}\left(A_1 e^{-iky} - A_2 e^{iky}\right) - \dot{I}_H.$$

Здесь $k = 2\pi/\lambda$, A_1 и A_2 определяются из граничных условий на торцах стержня:

$$\dot{U}(0) = -\dot{U}_1,\ \dot{U}(b) = -\dot{U}_2,$$
$$\dot{I}(0) = \dot{I}_1,\ \dot{I}(b) = \dot{I}_2.$$

Соответственно токи

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1/Z_1,\ \dot{I}_2 = \dot{U}_2/Z_2,$$

$Z_C = \sqrt{L_0/C_0}$ – волновое сопротивление двухпроводной линии.

После подстановки граничных условий получаем решение системы уравнений (3) в виде

$$\dot{U}(\varphi) = \frac{U_0}{2}\left[\frac{(1+\Gamma_1)e^{i\varphi_b} - (1+\Gamma_2)\Gamma_1}{e^{i\varphi_b} - \Gamma_1\Gamma_2 e^{-i\varphi_b}} e^{-i\varphi} - \right.$$
$$\left. - \frac{(1+\Gamma_2)e^{i\varphi_b} - (1+\Gamma_1)\Gamma_2}{e^{i\varphi_b} - \Gamma_1\Gamma_2 e^{-i\varphi_b}} e^{-i(\varphi_b - \varphi)}\right], \qquad (4)$$

$$\dot{I}(\varphi) = \frac{\dot{I}_H}{2}\left[\frac{(1+\Gamma_1)e^{i\varphi_b} - (1+\Gamma_2)\Gamma_1}{e^{i\varphi_b} - \Gamma_1\Gamma_2 e^{-i\varphi_b}} e^{-i\varphi} + \right.$$
$$\left. + \frac{(1+\Gamma_2)e^{i\varphi_b} - (1+\Gamma_1)\Gamma_2}{e^{i\varphi_b} - \Gamma_1\Gamma_2 e^{-i\varphi_b}} e^{-i(\varphi_b - \varphi)} - 2\right], \qquad (5)$$

где

$$\varphi_b = kb,\ \varphi = ky,$$
$$\Gamma_1 = \frac{Z_1/Z_C - 1}{Z_1/Z_C + 1},\ \Gamma_2 = \frac{Z_2/Z_C - 1}{Z_2/Z_C + 1},$$
$$\dot{U}_0 = \dot{I}_H Z_C.$$

Формула (5) позволяет определить интеграл

$$I_0 = \frac{1}{\varphi_b}\int_0^{\varphi_b} \dot{I}(\varphi)\, d\varphi,$$
$$I_0 = iI_H\left(E + i\varphi_b\right)/\varphi_b, \qquad (6)$$

где

$$E = \frac{(1+\Gamma_1)e^{i\varphi_b} - (1+\Gamma_2)\Gamma_1 + (1+\Gamma_2)e^{i\varphi_b} - (1+\Gamma_1)\Gamma_2}{2\left(e^{i\varphi_b} - \Gamma_1\Gamma_2 e^{-i\varphi_b}\right)} \times$$
$$\times\left(e^{-i\varphi_b} - 1\right).$$

Из выражения (4) для $\dot{U}(\varphi)$ найдем

$$\dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \dot{U}_0 E = \dot{I}_H Z_C E = \frac{-i\dot{I}_0\varphi_b}{E + i\varphi_b} Z_C E$$

и, подставив последнее в (2), определим нормированный импеданс, вносимый КВП в волновод:

$$Z = iX + \frac{\varphi_b}{i - \dfrac{\varphi_b}{E}} \cdot \frac{Z_C}{Z_w \sin^2 \dfrac{\pi d}{a}}. \qquad (7)$$

Величину E, напряжения и токи на торцах стержня можно представить в более удобном для расчета виде, если коэффициенты отражения от нагрузок записать в экспоненциальном виде:

$$\Gamma_1 = -e^{-i\varphi_1},\ \Gamma_2 = -e^{-i\varphi_2},$$

где $\varphi_1 = \varphi_1 - i\alpha_1$, $\varphi_2 = \varphi_2 - i\alpha_2$.

Тогда для всевозможных значений коэффициентов отражения интервал изменения $\alpha = [0, \infty]$ и $\varphi = [-\pi, \pi]$. Выражения для нагрузок КВП в компактной и удобной для расчетов форме принимают вид

$$Z_1 = iZ_C \operatorname{tg}\frac{\varphi_1}{2},$$

$$Z_2 = iZ_C \operatorname{tg}\frac{\varphi_2}{2},$$

а величина E будет равна

$$E = \frac{-i\left(G_1 + G_2\right)}{G_{12}},$$

где

$$G_1 = 2\sin\frac{\varphi_b}{2}\sin\frac{\varphi_1}{2}\cos\frac{\varphi_b + \varphi_2}{2},$$
$$G_2 = 2\sin\frac{\varphi_b}{2}\sin\frac{\varphi_2}{2}\cos\frac{\varphi_b + \varphi_1}{2},$$
$$G_{12} = \sin\left(\varphi_b + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right).$$

Напряжения и токи на торцах стержня:

$$U_1 = -iU_0 \frac{G_1}{G_{12}},$$

$$U_2 = -iU_0 \frac{G_2}{G_{12}},$$

$$I_1 = -\frac{2U_0}{Z_C G_{12}} \sin\frac{\varphi_b}{2} \cos\frac{\varphi_1}{2} \cos\frac{\varphi_b + \varphi_2}{2},$$

$$I_2 = -\frac{2U_0}{Z_C G_{12}} \sin\frac{\varphi_b}{2} \cos\frac{\varphi_2}{2} \cos\frac{\varphi_b + \varphi_1}{2}.$$

Величина U_0 находится через напряжение U_s из (1), (6) и равна

$$U_0 = \frac{iU_S}{iE\left(1 - \frac{Z_w X}{Z_C \varphi_b} \sin^2\frac{\pi d}{a}\right) + \frac{Z_w X}{Z_C} \sin^2\frac{\pi d}{a}}. \quad (8)$$

Учитывая условие $d << a$, можно существенно упростить формулы, определяющие U_0, X и Z, отбросив в них величины порядка $(d/a)^2$. Тогда

$$X \approx \frac{a}{2\Lambda} \frac{\ln\frac{2d}{r}}{\sin^2\frac{\pi d}{a}}.$$

При $r << d$ волновое сопротивление линии, образованной тонким круговым цилиндром над плоскостью, можно представить в виде

$$Z_C \approx \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \ln\frac{2d}{r}.$$

Поскольку граничные условия выполнялись лишь для одной линии на поверхности стержня, можно предположить, что форма стержня не имеет значения, а важна лишь логарифмическая зависимость полей от расстояния. Эта зависимость интегрально учитывается параметром «волновое сопротивление» Z_C. Иначе говоря, тонкий стержень любого поперечного сечения, замкнутый на стенки, вносит в волновод нормированный импеданс:

$$iX = \frac{iZ_C \varphi_b}{Z_w \sin^2\frac{\pi d}{a}}.$$

Тогда, подставив последнее в (7), получим для внесенной нормированной проводимости $Y = 1/Z$:

$$Y = \frac{1}{iX} - \frac{E}{X\varphi_b}. \quad (9)$$

Подстановка упрощенного выражения для iX в (8) дает $U_0 \approx iU_S/\varphi_b$.

Все полученные формулы симметричны относительно индексов торцов стержня. Поэтому положим, что в делителе мощности к торцу 1 коаксиальной линией подключена активная нагрузка (например, настроенный на резонансную частоту ускоряющий резонатор), а к торцу 2 – произвольная реактивная нагрузка. Величина реактивной нагрузки определяет весьма характерные свойства КВП и, кроме того, коэффициент связи.

Введем угол

$$\Psi = \varphi_b + \varphi_2/2,$$

который в данной схеме представляет собой угловую длину отрезка однородной линии

$$b + \varphi_2\lambda/(4\pi)$$

с волновым сопротивлением Z_C. Тогда напряжение и ток на выходе 1 будут равны соответственно

$$U_1 = -U_S \frac{\sin\frac{\varphi_b}{2}}{\frac{\varphi_b}{2}} \cdot \frac{\sin\frac{\varphi_1}{2}\cos\frac{\varphi_b + \varphi_2}{2}}{\sin\Psi\cos\frac{\varphi_1}{2} + \cos\Psi\sin\frac{\varphi_1}{2}}, \quad (10)$$

$$I_1 = i\frac{U_S}{Z_C} \frac{\sin\frac{\varphi_b}{2}}{\frac{\varphi_b}{2}} \cdot \frac{\cos\frac{\varphi_1}{2}\cos\frac{\varphi_b + \varphi_2}{2}}{\sin\Psi\cos\frac{\varphi_1}{2} + \cos\Psi\sin\frac{\varphi_1}{2}}. \quad (11)$$

Измерения на макете КВП для ВЧ системы ВЭПП-4

Для проверки выражения (7), определяющего вносимый импеданс, был изготовлен отрезок прямоугольного волновода длиной $\Lambda/2$, короткозамкнутый на торцах. ВЧ система ВЭПП-4 работает на частоте 181 МГц. Макет изготовлен в масштабе 1 : 5, соответственно измерения проведены на частоте 905 МГц. В средней плоскости относительно оси z образовавшегося резонатора, присоединен КВП. Размеры волновода и КВП: $a = 0{,}19$ м; $b = 0{,}1$ м; $d = 0{,}0177$ м; $r = 0{,}00375$. Отсюда $\frac{a}{\lambda} = 0{,}577$, $\frac{a}{b} = 0{,}53$, $\frac{d}{a} = 0{,}093$, $\frac{r}{d} = 0{,}23$.

Один торец стержня КВП нагружен на согласованную коаксиальную линию с волновым сопротивлением 75 Ом, а противоположный – на короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии с волновым сопротивлением 75 Ом переменной длины L_2.

Изменяя длину отрезка L_2 от 0 до λ/2, получаем $Z_2 = i75\,\mathrm{tg}\left(2\pi L_2/\lambda\right)$ в интервале $[0 \div \pm\infty\}$. Измерялись нагруженная добротность резонатора и его резонансная частота в зависимости от L_2.

Нужно заметить, что рассматриваемый метод расчета нагрузки волновода не учитывает смещение частоты резонатора, вызванного уменьшением его объема на величину объема стержня. Для исключения смещения частоты, вызванного внесением в резонатор объема цилиндрического стержня радиусом r, он, в соответствии с вышеприведенным расчетом, был заменен полосой медной фольги толщиной 0,1 мм, чтобы сохранились величины Z_C и d.

По величине нагруженной добротности резонатора определялась вещественная часть вносимого адмиттанса $Re(Y)$. По изменению резонансной частоты – величина мнимой части $Im(Y)$. Расчетные величины получены из (7), где $Y = 1/Z$.

На рис. 2 показаны расчетные и найденные по результатам измерений $Re(Y)$ и $Im(Y)$ части нормированной на $1/Z_w$ проводимости. Конечно, измерения добротности резонатора по ширине резонансной кривой и смещения частоты предполагают, что $Y = \mathrm{const}$ в полосе измеряемых частот. Поэтому отличие расчетных графиков от графиков, построенных по результатам измерений, увеличивается в областях с малой величиной добротности и наибольших смещений частоты (максимумы $Re(Y)$, $Im(Y)$).

Сравнение графиков (см. рис. 2) показывает, что предложенная методика расчета КВП правильно описывает поведение параметров КВП в зависимости от его размеров и нагрузок. Расчет показывает наличие и значения известных характерных точек для КВП такой конструкции. Практически при одном и том же значении $L_2/\lambda = 0{,}14$ м, $Re(Y) = 0$, т. е. отсутствует связь между волноводом и коаксиальной линией подключенной в данном случае к входу 1 (в этой точке напряжение на выходе 1 равно нулю). Совпадает и величина $L_2/\lambda = 0{,}37$ м, при которой вносится наименьшее сопротивление индуктивного характера. Достаточно хорошо совпадают области, в которых меняется знак $Im(Y)$. Расчетный интервал составляет [0,19÷0,23], измеренный – [0,18÷0,26]. При $L_2/\lambda = 0{,}22$ м вносится наименьшее сопротивление емкостного характера на обоих графиках.

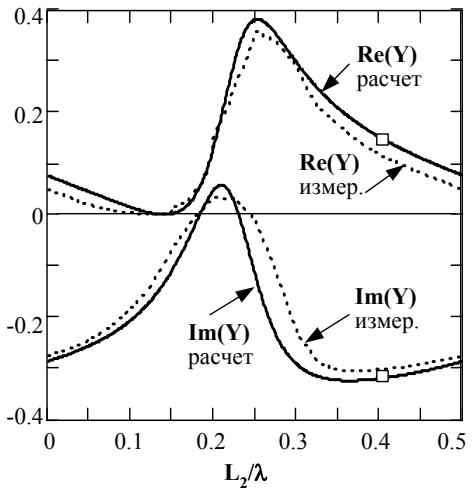

Рис. 2. Значения $Re(Y)$ и $Im(Y)$

В рабочей точке (обозначена квадратом) $L_2/\lambda = 0{,}41$, где эквивалентная схема КВП может быть представлена источником тока (ниже, рис. 4), расчетное значение $Re(Y)$ на 20 % больше измеренного.

Количественное расхождение лежит в недостаточно строгом выполнении принятого приближения $r << d$. Это условие не может быть достаточно строго выполнено в мощных КВП (обычно $r/d \le 5$) из-за ограничений по плотности тока и напряженности электрического поля. В то же время величина связи КВП с волноводом в значительной мере зависит от выбора величины d. Вообще, координате расположения оси линейного тока, замещающего стержень, можно назначать значения в интервале $[d - r; d + r]$, т. е. в пределах сечения стержня, так как это не меняет исходных условий, позволяющих приближенно решить поставленную задачу. Эта неопределенность, не меняя основных особенных свойств перехода (см. ниже), вносит количественную ошибку в полученные результаты до 15 %. Поэтому в конструкции перехода заложена возможность механического изменения величины d.

Выбор параметров КВП

Основным параметром, определяющим свойства перехода, является величина реактивной нагрузки Z_2. Оказывается, что существует такое значение этой нагрузки, при котором противоположный выход перехода становится источником тока, т. е. ток на

входе коаксиальной линии при U_a = const не меняется при любом изменении входного сопротивления этой линии. Из формулы (11) для тока следует, что I_1 не зависит от импеданса нагрузки Z_1 (т. е. от φ_1), если $\cos\Psi = 0$, т. е. $\Psi = (2n+1)\pi/2$, где n = 0, 1, 2, … Для выполнения этого условия общая длина однородной линии, образованной стержнем в волноводе и отрезком, закороченным на конце и подключенным ко второму торцу, должна быть равна $\lambda/4$, или должна быть подключена реактивная нагрузка:

$$Z_2 = iZ_C\,\mathrm{tg}(\Psi - \varphi_b) = iZ_C c\,\mathrm{tg}(\varphi_b).$$

В этом случае нагрузку Z_1 возбуждает управляемый напряжением U_a источник тока I_1:

$$I_1 = i\frac{U_a}{Z_C}\frac{\sin^2\frac{\varphi_b}{2}}{\frac{\varphi_b}{2}}\sin\frac{\pi d}{a}, \qquad (12)$$

где $U_a = bE_F(1+R)$ – напряжение на волноводе в сечении КВП при $x = a/2$.

Выбирая разные величины d, можно изменять распределение токов между нагрузками.

Следует отметить, что если $\sin\Psi = 0$, т. е. $\Psi = n\pi$ $(n = 1, 2, ...)$, то из формулы (10) для напряжения следует, что U_1 не зависит от импеданса нагрузки Z_1. Данное замечание не относится к предмету статьи, но может быть полезно в других конкретных случаях.

Делитель мощности ВЧ системы микротрона-рекуператора

В ВЧ системе микротрона применена наиболее простая конструкция (рис. 3). Высота прямоугольного волновода $b = \lambda/4$, ширина $a = \lambda/\sqrt{3}$, с одной стороны стержень замкнут на широкую стенку волновода, т. е. $Z_2 = 0$, с другой переходит в центральный проводник коаксиальной линии, идущей к резонатору. Для этого случая $\varphi_b = \pi/2$.

Соответственно ток в коаксиальной линии определяется из (12):

$$I_1 = i\frac{2U_a}{\pi Z_C}\sin(\pi d/a). \qquad (13)$$

Из (9) $\mathrm{Im}(Y) = 1/iX \cdot Z_w = -i/X_a$ (индуктивность стержня) компенсируется емкостью C_a плунжера $i\omega C_a/Z_w = i/X_a$. Соответствующая эквивалентная схема делителя мощности ускоряющей системы микротрона-рекуператора показана на рис. 4.

Волновод выполнен из секций длиной Λ/2. Число секций равно числу резонаторов, подключенных к делителю. Секции изготовлены из алюминиевого листа толщиной 4 мм. Для исключения влияния теплового расширения на длину волновода и с учетом повышенных требований к механическим допускам, каждая секция делителя снабжена участком с гибким алюминиевым гофром.

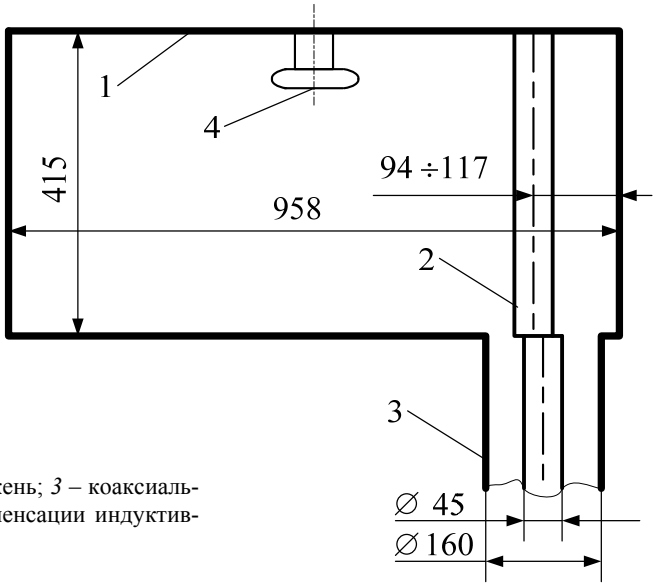

Рис. 3. Схема КВП: *1* – волновод; *2* – стержень; *3* – коаксиальная линия к резонатору; *4* – плунжер компенсации индуктивности стержня

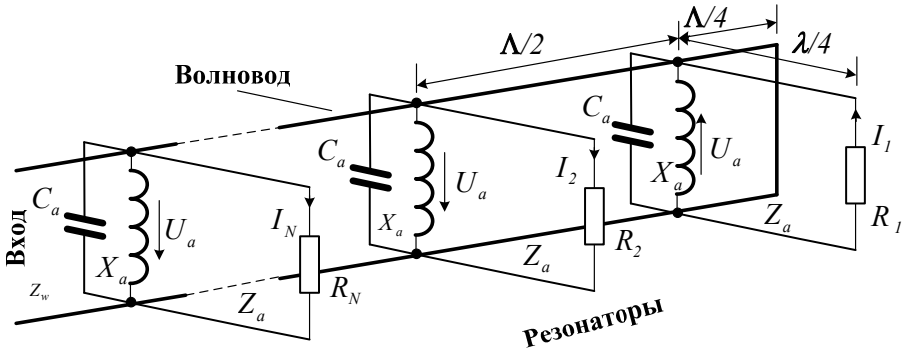

Рис. 4. Эквивалентная схема делителя мощности.

На «вход» волновода подается возбуждение. $Z_1 = R_1 ... R_N$ (Ом) – входные сопротивления резонаторов. $Z_a = \dfrac{\pi Z_C}{2\sin(\pi d / a)}$ (Ом) – эквивалентное волновое сопротивление четвертьволновой линии, замещающей источники тока $I_1 ... I_N$ (А) на выходах КВП. Z_w (Ом) – эквивалентное волновое сопротивление волновода, определено выше. X_a – индуктивность стержня, C_a – емкость плунжера, Λ – длина волны в волноводе, λ – длина волны в свободном пространстве

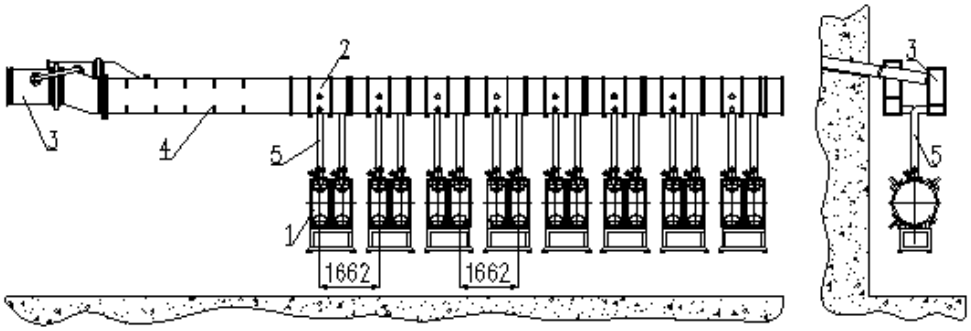

Рис. 5. Схема расположения двух делителей мощности в зале ЛСЭ: *1* – резонаторы; *2* – волноводный делитель; *3* – волноводный тракт к генератору; *4* – элементы настройки высокочастотного тракта; *5* – коаксиальная линия к резонатору

Рис. 6. Делители мощности на 8 резонаторов: *1* – волновод; 2 – коаксиальная линия к резонатору; 3 – механизм перемещения стержня КВП; 4 – механизм перемещения плунжера компенсации индуктивности КВП; 5 – петля измерения тока возбуждения резонатора

Значения токов возбуждения резонаторов

Номер резонатора в делителе мощности	d/a	I_N (А) Расчет	I_{cav} (А) Измер.	R_N (Ом)
Делитель 1				
1	0,122	46	41	75
2	0,1	42	46	75
3	0,122	46	41	92
4	0,122	46	44	78
5	0,122	46	42	80
6	0,122	46	41	80
7	0,122	46	43	78
8	0,122	46	41	81
Делитель 2				
1	0,122	46	41	75
2	0,1	42	43	75
3	0,122	46	40	86
4	0,122	46	41	83
5	0,122	46	40	81
6	0,11	43	42	81
7	0,122	46	41	82
8	0,122	46	44	78

На расстоянии Λ/4 от последнего резонатора волновод закорочен.

Расстояние между соседними резонаторами в микротроне равно половине длины волны в свободном пространстве. Это расстояние в два раза меньше требуемого для работы делителя. Поэтому резонаторы поделены на две группы (по 8) так, чтобы в каждой группе расстояние между ними было равно длине волны в вакууме. К каждому делителю подключена одна группа резонаторов. Таким образом, расстояние между соседними КВП в делителе равно половине длины волны в волноводе.

Стержень в волноводе имеет диаметр 45 мм и равен диаметру внутреннего проводника коаксиальной линии, питающей резонатор. Поворотом стержня вокруг смещенной оси возможно изменение d/a в интервале 0,098–0,122 (см. рис. 3). Расчетная величина тока возбуждения при полной регулировке изменяется на 12 %.

Для настройки КВП можно менять глубину погружения в волновод плунжера, компенсирующего мнимую часть вносимой проводимости. Диаметр плунжера 90 мм. Глубина погружения регулируется от 20 до 100 мм (см. рис. 3, *4*). Настроенному КВП соответствует глубина погружения 65 мм, определенная экспериментально для d = 117 мм.

Длины коаксиальных линий от волновода до резонаторов одинаковы для всех выходов делителя, а направление петель возбуждения в соседних резонаторах противоположное.

Крайним значениям d соответствуют нормированные внесенные проводимости, нагружающие волновод при подключении одного КВП, нагруженного на 75 Ом при $d = 0{,}117$: $Y_a \cdot Z_w = 1/7 - i/2{,}4$; при $d = 0{,}094$: $Y_a \cdot Z_w = 1/8{,}8 - i/3{,}3$. При установке в делителе 8 согласованных резонаторов нужно установить $d = 0{,}103$, тогда $Y_a \cdot Z_w = 1/8 - i/2{,}9$. Соответственно при скомпенсированной мнимой части на входе делителя получим КСВН = 1.

Настройка КВП производится с помощью направленного ответвителя на входе волноводного делителя.

Устройство ВЧ системы и результаты ее испытаний

На рис. 5 и 6 показаны схема расположения и вид на волновод делителя мощности в ускорительном зале лазера на свободных электронах.

В таблице (см. выше) для сравнения приведены измеренные и рассчитанные по (13)

токи возбуждения резонаторов в каждой группе для разных значений d/a. Измерения проведены при мощности на входе каждого делителя с 8 резонаторами 560 ± 10 кВт (суммарная амплитуда напряжения на ускоряющих зазорах 8 резонаторов равна 7 МВ). Этой мощности соответствует амплитуда напряжения в волноводах $U_a = 27$ кВ.

Измерение тока возбуждения резонатора (I_{cav}) проведено калиброванной петлей. Петля устанавливается на коаксиальной линии в сечении узла напряжения расстроенного резонатора. В этом сечении коаксиальной линии эквивалентная схема резонатора представляет собой параллельный колебательный контур. Сечение расположено на расстоянии λ/2 от стенки волновода. В этом же сечении по формуле (13) рассчитывается ток I_N. При настройке резонатора в резонанс с рабочей частотой сопротивление нагрузки КВП $Z_1 = R_1$ активное. Величина этого сопротивления для каждого резонатора – R_N также приведена в таблице. Погрешность измерения тока не более 10 %.

Величина погружения плунжера компенсации индуктивности КВП контролируется направленным ответвителем на входе делителя по минимуму коэффициента отражения.

Сравнение показывает отличие расчетного тока от измеренного в интервале от 2 до 6 А. В то же время видно, что величина тока совершенно не зависит от входного сопротивления резонаторов.

Поскольку мощность, поступающая в резонаторы $P_{cav} = \frac{1}{2} R_{cav} I_{cav}^2$, а свойство делителя таково, что обеспечиваются равные токи независимо от величины входного сопротивления, то при одинаковых отношениях d/a мощность в резонаторе пропорциональна его входному сопротивлению. Поэтому, чтобы установить более равномерное распределение амплитуд напряжения на резонаторах, на некоторых КВП была уменьшена величина d/a.

Амплитуды токов возбуждения всех резонаторов, по данным измерений, отличаются друг от друга не более чем на 10 %, а разница фаз не превышает 5°. КСВН на входе делителя не превышает 1,2. Эти величины лежат в пределах точности калибровок измерительных датчиков.

Проверка изменения токов возбуждения при произвольной расстройке любого количества резонаторов в одном канале показала, что относительное распределение токов заметно не меняется.

Заключение

Предлагаемая в данной работе схема делителя и метод расчета позволили изготовить простую конструкцию делителя мощности, свойства которого обеспечили независимую настройку и необходимую фазировку резонаторов для многорезонаторной ВЧ системы ускорителя с большой непрерывной ВЧ мощностью. Отсутствие в делителе перестраиваемых узлов для фазировки напряжений между резонаторами значительно повышает надежность ВЧ системы.

В процессе испытаний на каждый волноводный делитель подавалась мощность до 600 кВт, в среднем по 75 кВт в резонатор. В настоящее время делители успешно эксплуатируются в составе ВЧ системы микротрона-рекуператора Сибирского центра синхротронного и терагерцового излучения.

Список литературы

1. *Арбузов В. С., Баклаков Б. А., Болотин Б. П. и др.* Создание ВЧ системы разрезного микротрона-рекуператора для мощного лазера на свободных электронах // Докл. XVII Совещания по ускорителям заряженных частиц. Протвино, 2000.

2. *Арбузов В. С., Горникер Э. И., Козырев Е. В. и др.* Модернизация мощных непрерывных ВЧ генераторов модульного типа для электронных ускорителей // Вестн. Новосиб. гос. ун-та. Серия: Физика. 2011. Т. 6, вып. 3. С. 11–20.

3. *Abramsky P., Arbuzov V., Belomestnykh S. et al.* RF System of VEPP-4 Electron-Positron Collider // Proc. of the 1995 Particle Accelerator Conference. 1996. Vol. 3. P. 1678–1680.

4. *Левин Л.* Теория волноводов // Методы решения волноводных задач / Пер. с англ. под ред. В. И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1981. 312 с.

Материал поступил в редколлегию 14.06.2012

V. S. Arbuzov, E. I. Gorniker, E. V. Kozyrev, A. A. Kondakov
V. M. Petrov, A. M. Pilan, A. G. Tribendis

FEEDING SYSTEM OF A HIGH-FREQUENCY ACCELERATING CAVITIES OF THE NOVOSIBIRSK MICROTRON-RECOVERY UNIT FOR THE FEL

DIVIDER OF A HIGH CW POWER ON THE BASIS OF A RECTANGULAR WAVEGUIDE

The article is devoted to the system of the Radio Frequency power transfer and distribution between accelerating cavities of the ERL for FEL of the Siberian center of SR and THz Radiation, SB RAS, Novosibirsk. The system of dividing is built on the basis of a rectangular waveguide, associated with each cavity of a coaxial line by the coaxial-to-waveguide adapter (CWA). It is shown that under a certain choice of waveguide sizes and CWA, the equivalent circuit of the CWA can be represented by a current source. The analysis of the properties of such a system has been carried out and shown its advantages. Also it is discussed the experimental results and the experience of the operation of the device. The article presents the basic design parameters of a waveguide divider 600 kW of continuous power, running at a frequency of 180.4 MHz.

Keywords: waveguide, coaxial-waveguide adapter, power divider, equivalent to the normalized impedance, accelerating systems.