

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЯДЕРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
«МИФИ»

**Высокочастотные дефлекторы  
для диагностики пучка  
заряженных частиц**

**Монография**

Москва 2014

УДК 621.384.634  
ББК 32.85  
В 93

**Высокочастотные дефлекторы для диагностики пучка заряженных частиц:** Монография. М.: НИЯУ МИФИ, 2014. – 180 с.

*Авторы:* А.А. Завадцев, Д.А. Завадцев, В.И. Каминский, А.Ю. Смирнов, Н.П. Собенин

Монография содержит новые результаты исследований характеристик высокочастотных дефлекторов, предназначенных для метрики коротких пучков ускоренных электронов в линейном ускорителе, входящем в состав создаваемого лазера на свободных электронах XFEL (Германия).

Рассмотрены электродинамические характеристики отклоняющих структур с различными способами стабилизации плоскости поляризации дипольной волны, выбрана оптимальная конструкция ячеек в отклоняющей секции дефлектора, представлены различные варианты узла ввода мощности с симметризацией электрического поля в области пролета пучка, описана программа расчета характеристик отклоняющей структуры с вводом мощности с использованием метода эквивалентных схем. Описана оригинальная методика измерения поперечного сопротивления с использованием специальных возмущающих тел в автоматизированной системе на базе сетевого векторного анализатора. Приведены результаты экспериментального исследования и настройки изготовленной структуры, работающей в режиме бегущей волны с учетом узла ввода мощности. Разработаны и настроены элементы ВЧ-тракта дефлекторов: направленные ответвители, керамические окна, поглощающая нагрузка и др.

Монография предназначена для научных работников, аспирантов, магистрантов, бакалавров, студентов, специализирующихся в области ускорителей заряженных частиц, радиофизики.

Подготовлена в рамках Программы создания и развития НИЯУ МИФИ.

Рецензенты: канд. физ.-мат. наук А.И. Карев  
д-р физ.-мат. наук, проф. В.И. Шведунов

ISBN 978-5-7262-1981-3

© Национальный исследовательский  
ядерный университет «МИФИ», 2014

## ВВЕДЕНИЕ

Высокочастотные дефлекторы (ВЧ-дефлекторы) – это составляющие многих действующих и создаваемых ускорительных установок, применяемые в циклических и линейных ускорителях как легких, так и тяжелых частиц (электронов, протонов, ионов, античастиц). Конструкции ВЧ-дефлекторов, предназначенных для применения в различных установках, разрабатываются и реализуются с учетом решаемых задач в конкретных ускорительных комплексах. Общим свойством всех ВЧ-дефлекторов является отсутствие продольного электрического поля на оси структуры при значительных поперечных электромагнитных полях. Такая конфигурация поля обеспечивается возбуждением аксиально-несимметричного (дипольного) типа волны. Этим свойством дефлекторы отличаются от ускоряющих секций, в которых на оси структуры возбуждается аксиально-симметричное электрическое поле.

Основные направления применения ВЧ-дефлекторов [1]:

- вывод частиц из ускоряющих секций (режим кика);
- сепарация ускоренных частиц по энергии и массе;
- формирование сгустков частиц с малой длительностью, угловой и фазовой расходимостью;
- трансформация сгустков частиц для измерения их характеристик.

В настоящей работе основное внимание уделено высокочастотным дефлекторам, применяемым в линейных ускорителях электронов (позитронов) и предназначенным для трансформации сгустков для измерения их характеристик. Рассмотрение ВЧ-дефлекторов для указанного применения не снижает общности изложения, так как позволяет проанализировать их основные свойства и характеристики. В ряде случаев будут описаны конструктивные особенности ВЧ-дефлекторов, применяемых для решения других задач.

В настоящее время наблюдается увеличение интереса к новым возможностям, которые открывают источники мощного электромагнитного излучения с чрезвычайно малой длиной волны. К таким источникам относятся, прежде всего, генераторы

монохроматического когерентного излучения – рентгеновские лазеры на свободных электронах (ЛСЭ). Основой ЛСЭ являются линейные ускорители электронов на средние и большие энергии. Повышение энергии ускоренного пучка обеспечивает сокращение длины волны генерируемого когерентного излучения. В этих установках генерируется излучение с длиной волны от 1 мм до 0,1 нм. Так, в ЛСЭ FLASH (Free-electron LASer in Hamburg), Германия, в 2004 г. была получена длина волны 13,5 нм [2], что соответствует ультрафиолетовому излучению. В 2010 г. длину волны удалось сократить до 4,1 нм [3], что лежит в области мягкого рентгена. Излучение в области жесткого рентгена с длиной волны менее 1 нм удалось достичь в 2009 г. на ЛСЭ LCLS (Linac Coherent Light Source) в Стэнфордской национальной ускорительной лаборатории, США [4]. В 2011 г. был произведен запуск ЛСЭ SACLA (SPring-8 Angstrom Compact free electron LASer), Япония, в котором генерируется излучение с длиной волны менее 1 Å [4].

Применение подобных установок лежит в следующих областях: атомная и молекулярная спектроскопия, изучение структур ДНК, белковая кристаллография, исследование механизма быстропротекающих химических процессов [5] и т.д. Таким образом, лазеры на свободных электронах – важнейшие инструменты дальнейшего познания физических, химических, биологических процессов, протекающих в окружающем мире.

В настоящее время создается уникальный ускорительный комплекс Европейского лазера на свободных электронах XFEL (X-ray Free-electron Laser) в лаборатории DESY (Deutsche Elektronen-Synchrotron), Гамбург, Германия [6]. Строительство XFEL начато в 2009 г., а запуск планируется в 2017 г. Работы ведутся с участием Российской Федерации. Проект представляет собой линейный ускоритель электронов длиной 1,7 км на энергию до 17,5 ГэВ с последующим получением синхротронного излучения (СИ) в ондуляторах. В этих ондуляторах рентгеновское излучение будет генерироваться за счет эффекта самоусиливающейся спонтанной эмиссии (SASE – Self-Amplified Spontaneous Emission), заключающегося в усилении когерентного

излучения в процессе взаимодействия электрона с излучением, создаваемым соседними электронами.

Задача комплекса XFEL – получение СИ с перестраиваемой длиной волны от 4 до 0,05 нм, длительностью импульса до 100 фс и частотой повторений до 27 кГц [7]. Такая рекордная по сравнению с другими ЛСЭ частота импульсов позволит исследовать быстропротекающие химические реакции, недоступные для анализа иными методами. Планируется создать до пяти каналов вывода фотонных пучков с десятью экспериментальными станциями, в которых будут проводиться научные исследования в области физики, химии, материаловедения, биологии, нанотехнологий.

Помимо высокой частоты импульсов СИ важным достоинством XFEL будет также высокая средняя яркость излучения –  $1,6 \times 10^{25}$  фотоны/с/мм<sup>2</sup>/мрад/0,1%( $\Delta\lambda/\lambda$ ). Пиковая яркость составит величину порядка  $10^{33}$  фотоны/с/мм<sup>2</sup>/мрад/0,1%( $\Delta\lambda/\lambda$ ), что в миллиард раз выше по сравнению с существующими ЛСЭ [7].

Для получения столь высокой яркости и когерентности СИ в XFEL используются электронные пучки с чрезвычайно малой продольной длиной – до 20 мкм, получаемые путем последовательного сжатия начального пучка, имеющего длину 2 мм. Для сравнения можно привести значения среднеквадратичных длин сгустков, используемых, например, в ускорителе LCLS (Linac Coherent Light Source) и линейном коллайдере NLC (Next Linear Collider) в SLAC. В LCLS она составляет 24 мкм (80 фс) [8], а в NLC – 90 мкм (300 фс) [9].

Актуальными для будущих и существующих лазеров на свободных электронах и линейных коллайдеров являются измерение и контроль характеристик коротких электронных сгустков [1]. Применяемые методы контроля и прецизионной диагностики параметров пучков в режиме реального времени должны относиться к методам прозрачных измерений, т.е. не нарушать основной цикл ускорения частиц.

Измерения параметров столь коротких сгустков при помощи электронно-оптических камер практически неосуществимы. Перспективным является применение метода воздействия на пучок поперечного ВЧ-поля. Это позволяет по зафиксированным

мониторами отклонениям пучка в течение импульса получить данные об абсолютной длине сгустка, выявить важные временные связи в других фазовых пространствах, а также измерить среднеквадратичные размеры пучка во временных срезах. Решение этих задач обеспечивается ВЧ-дефлекторами.

Комплекс XFEL будет включать три диагностические станции, расположенные в инжекторной части ускорителя с продольной длиной сгустков  $\sigma_z=2$  мм, а также после двух установок, сжимающих пучок и обеспечивающих длину сгустков  $\sigma_z=110$  мкм и 25 мкм. Питание ВЧ-дефлекторов будет осуществляться через сложные протяженные ВЧ-тракты, работающие при высоких уровнях мощности. Разработка как самих отклоняющих структур, так и элементов ВЧ-тракта представляет важную задачу, требующую решения при создании уникального ускорительного комплекса. Аналогичные задачи должны быть решены при разработке ВЧ-дефлектора для фотоинжектора PITZ (Photo Injector Test facility Zeuthen), Цойтен, Германия [10], который можно рассматривать как прототип дефлекторов XFEL, на котором может быть осуществлено моделирование основных компонентов и элементов установки.

Поставленные цели и задачи работы заключаются в исследовании, разработке и создании ВЧ-дефлектора, а также проектировании элементов мощного ВЧ-тракта, удовлетворяющих техническим требованиям для эксплуатации в ускорительном комплексе XFEL. В рамках решаемых задач рассматриваются следующие вопросы:

- расчет электродинамических характеристик (ЭДХ) ячеек отклоняющих секций с различными способами стабилизации плоскости поляризации дипольной волны для определения оптимального варианта для дефлекторов PITZ и XFEL;
- расчет конструкций устройств ввода ВЧ-мощности (трансформаторов типа волны – ТТВ) в дефлекторы с заданным и симметризованным полем в ячейке ТТВ и настройкой на рабочей частоте;
- создание методики измерения поперечного шунтового сопротивления в отклоняющих структурах ВЧ-дефлекторов с использованием метода малых возмущений;

- разработка программы настройки отклоняющей структуры с ТТВ с использованием метода эквивалентных схем в режиме бегущей волны;
- разработка методики настройки отклоняющей структуры ВЧ-дефлектора с ТТВ на минимальное отражение на входе структуры и минимальное изменение амплитуды и фазы отклоняющего поля от номинальных значений;
- изготовление и настройка ВЧ-дефлектора для РИТЗ, состоящего из 14 отклоняющих ячеек и 2 ячеек ввода мощности;
- разработка алгоритма автоматизированного измерительного комплекса для исследования ЭДХ отклоняющих структур ВЧ-дефлекторов;
- проектирование и настройка элементов ВЧ-трактов дефлекторов.

Практической реализацией результатов работы являются:

- изготовление, настройка дефлектора, состоящего из 16 ячеек, ввод его в эксплуатацию в ускорительном тракте фотоинжектора РИТЗ;
- изготовление, настройка, ввод в опытную эксплуатацию элементов ВЧ-тракта дефлекторов: волноводно-полосковый и коаксиально-полосковый направленный ответвитель, вакуумное керамическое окно, волноводная поглощающая нагрузка и U-образный отрезок волновода с заданной фазовой длиной.

Настоящая книга состоит из четырех глав, в которых представлены результаты проведенных исследований.

В главе 1 описано применение ВЧ-дефлекторов для определения параметров продольной длины пучка, измерения его разброса энергии и поперечного эмиттанса, генерации сверхкоротких сгустков, для чего приводятся качественные схемы соответствующих установок. Также описана методика диагностики пучков с использованием пары ВЧ-дефлекторов с ортогональными плоскостями поляризации отклоняющей волны. Приведены детальные описания режимов работы отклоняющих ВЧ структур на бегущей и стоячей волнах. Приводятся определения основных ЭДХ, описывающих данные режимы.

Представлен обзор созданных ранее и функционирующих в настоящее время ВЧ-дефлекторов различных частотных диапазонов, работающих как в режиме бегущей, так и в режиме стоячей волны.

Глава 2 посвящена численному анализу ЭДХ отклоняющих ячеек с различными конструкциями, стабилизирующими плоскость поляризации рабочей волны, с оптимизацией их размеров под требования на дефлекторы для XFEL. Приведены размеры настроенных ячеек и сравнение этих конструкций в контексте технологических особенностей их изготовления и пригодности для эксплуатации в отклоняющих структурах XFEL. Обоснован выбор конструкции отклоняющей структуры.

В основе главы 3 лежит сравнительный численный анализ различных ТТВ, являющихся устройствами ввода ВЧ-мощности в отклоняющую структуру, с описанием процесса их настройки на режим бегущей волны. Описаны расчеты ТТВ с уменьшенной продольной длиной переходной ячейки ТТВ, приведена математическая модель дефлекторов на бегущей волне, основанная на методе эквивалентных схем. По этой математической модели написана программа расчета электродинамических характеристик таких ВЧ-дефлекторов. Приведено сравнение результатов расчетов по этой программе и по программе численного моделирования CST Microwave Studio. Отдельное внимание уделено численному анализу волн высших типов и наведенных полей.

Глава 4 посвящена экспериментальному исследованию изготовленных узлов ВЧ-дефлектора PIZ, являющегося прототипом дефлекторов XFEL, на котором отработаны все технологические аспекты проектирования подобных устройств. Рассмотрены методы измерения ЭДХ и электромагнитных полей отклоняющих структур, работающих в режиме бегущей и стоячей волн. Описаны процессы и результаты измерений параметров ячеек дефлекторов, изготовленных на основе представленных в главе 2 численных расчетов. Приведены результаты экспериментальной настройки собранного ВЧ-дефлектора PIZ. Показаны результаты расчетов и измерений характеристик узлов ВЧ-трактов, которые будут применены в установках XFEL.

## **Глава 1. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДЕФЛЕКТОРЫ**

Высокочастотные дефлекторы могут работать в режиме бегущей волны (БВ) или стоячей волны (СВ), как и ускоряющие секции линейных ускорителей электронов. Конструкции ВЧ-дефлекторов на бегущей либо стоячей волне существенно различаются, поэтому эти два типа дефлекторов рассмотрены раздельно. Проведено сравнение их достоинств и недостатков.

Цель анализа различных типов ВЧ-дефлекторов – сравнение основных электродинамических характеристик (ЭДХ) и конструктивных особенностей. Результаты анализа могут быть полезными при разработке и модернизации ВЧ-дефлекторов, применяемых в различных ускорительных комплексах.

### **1.1. Измерение параметров сгустков с помощью ВЧ-дефлекторов**

#### **1.1.1. Измерение длины пучка**

С помощью ВЧ-дефлекторов возможно осуществить различные типы измерений, основанные на свойстве поперечного напряжения  $V_{\perp}$  вводить корреляцию между продольной и поперечной координатами сгустка (рис. 1.1). Пусть фаза поперечного напряжения  $2$  подобрана так, что центр пучка находится в его нулевом значении, тогда начало и хвост сгустка подвергнутся взаимобратным линейным отклонениям  $4$  и  $5$  соответственно. Поперечный отклоняющий импульс (например, вертикальный), который приобретает сгусток  $3$  в дефлекторе  $1$ , приводит к смещению центра масс каждого из его поперечных срезов, пропорциональному продольной координате срезов, отсчитываемой от центра сгустка.

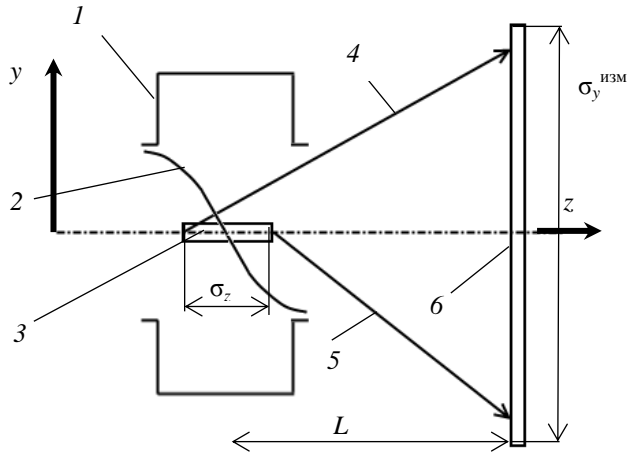


Рис. 1.1. Функциональная схема поперечного отклонения частиц сгустка в ВЧ-дефлекторе

Связь между продольной координатой частицы пучка  $z$  (значение  $z=0$  соответствует центру пучка) и вертикальному положению  $y$  на экране  $b$  следующее [11]:

$$y = R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \sin\left(\frac{\omega}{c} z + \varphi\right) \underset{z \ll \lambda}{\cong} R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \left(\sin \varphi + \frac{\omega}{c} z \cos \varphi\right), \quad (1.1)$$

где  $\omega$  – угловая частота отклоняющего напряжения,  $\varphi$  – его фаза по отношению к положению пучка (если пучок находится в нулевом значении напряжения, то  $\varphi=0, \pi$ ),  $V_{\perp}$  – амплитуда отклоняющего напряжения,  $E$  – энергия пучка в эВ,  $R_{34}$  – функция передачи, равная

$$\begin{cases} R_{34} = \sqrt{\beta_y^{\text{ВЧД}} \beta_y^{\text{экран}}} \sin \Delta\Phi \text{ (в общем случае),} \\ R_{34} = L \text{ (для простого дрейфового промежутка),} \end{cases} \quad (1.2)$$

где  $\beta_y^{\text{ВЧД}}$  и  $\beta_y^{\text{экран}}$  – значения вертикальной  $\beta$ -функции (характеристика огибающей ускоренного пучка) в координате дефлектора и экрана соответственно,  $\Delta\Phi$  – набег фазы бетатронных колебаний между дефлектором и экраном,  $L$  – длина дрейфового промежутка.

Тогда координата центра масс сгустка  $y_0$  и его среднеквадратическая вертикальная протяженность  $\sigma_y^{\text{изм}}$ , измеренная на экране, определяются следующими выражениями:

$$y_0 = R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \sin \varphi, \quad (1.3)$$

$$\sigma_y^{\text{изм}} = \left| R_{34} \left| \frac{V_{\perp}}{E/e} \frac{\omega}{c} \right| \cos \varphi \right| \sigma_z. \quad (1.4)$$

Выражения (1.1) – (1.4) показывают, что продольную протяженность сгустка можно определить, измерив его поперечную протяженность с помощью ВЧ-дефлектора.

В частности, они показывают, что можно напрямую откалибровать вертикальное положение на экране по координате среза  $z$ , измеряя на нем положение центра масс пучка  $y_0$  при различных фазах  $\varphi$ , полагая  $|\sin \varphi| \ll 1$ . Тогда из (1.1) при  $\varphi \rightarrow 0$  имеем

$$y_0 = R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \varphi = R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \frac{\omega}{c} z. \quad (1.5)$$

В выражениях (1.4) и (1.5) можно выделить следующие калибровочные коэффициенты:  $K = R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \frac{\omega}{c} \cos \varphi$  и

$K' = R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \frac{\omega}{c}$ . Тогда  $K = K' \cos \varphi$  можно трактовать, как масштабный коэффициент между координатой  $y$  на экране и продольной координатой  $z$ .

Пример изображений пучка и его профиля на экране, находящемся на оси структуры, показан на рис. 1.2 [7].

Зависимость квадрата значения  $\sigma_y^{\text{изм}}$ , измеренного на экране (рис.1.3,*a*), как функция от  $K$  является параболической, причем коэффициент квадратного члена пропорционален квадрату среднеквадратической продольной протяженности пучка:

$$\sigma_y^2 = \sigma_z^2 K^2. \quad (1.6)$$

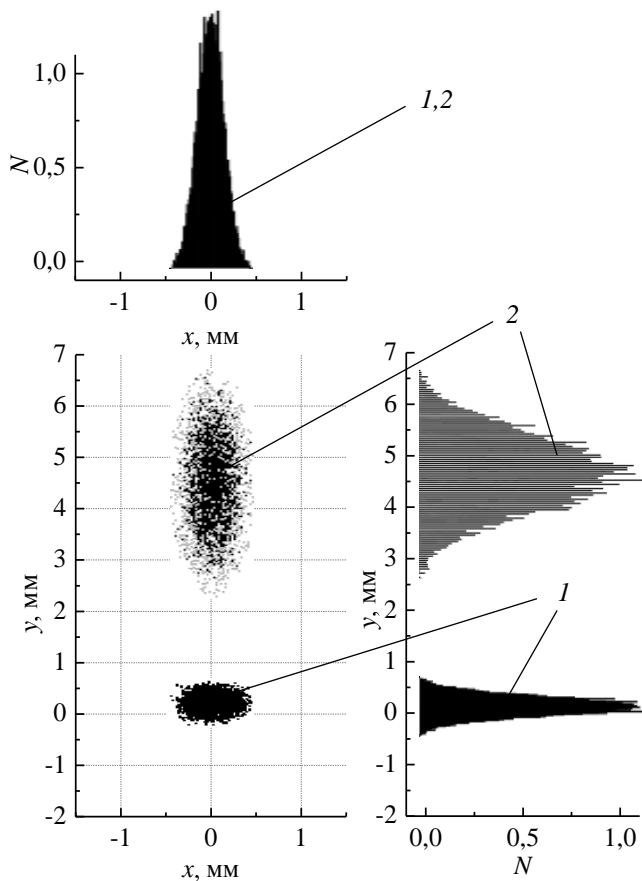


Рис. 1.2. Изображения 30 ГэВ пучка с  $\sigma_z$  на экране и его профили: 1 – при  $V_{\perp}=0$  (ВЧ-дефлектор выключен), 2 – при  $V_{\perp}=10$  МВ

Использование квадратичной формы (1.6) удобно для последующего рассмотрения эффектов ошибок.

Отметим, что в выражениях (1.1) и (1.4) не учтен вертикальный эмиттанс пучка. В реальности поперечное распределение пучка в координате экрана – суперпозиция профиля отклоненного пучка и вертикального размера его срезов  $\sigma_y^{\text{пуч}}$ , как это показано на рис. 1.3.

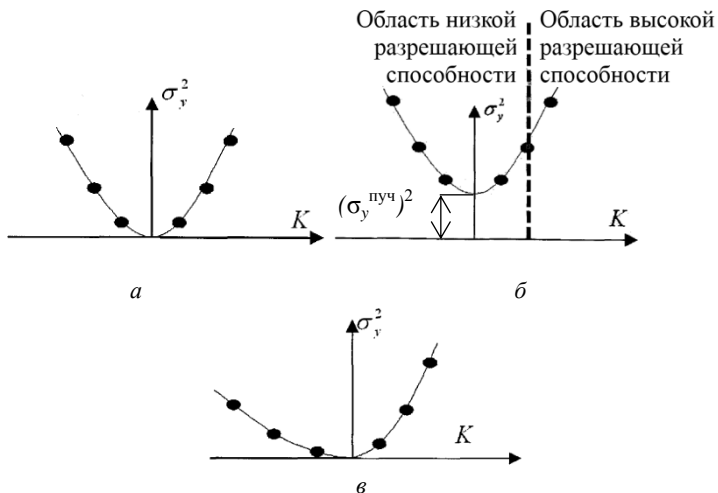


Рис. 1.3. Пример зависимости измеренного на экране среднеквадратического размера сгустка от  $K$ : *a* – без учета эмиттанса пучка и разброса энергии; *б* – с учетом вертикального эмиттанса; *в* – с учетом эффекта коррелированного распределения энергии

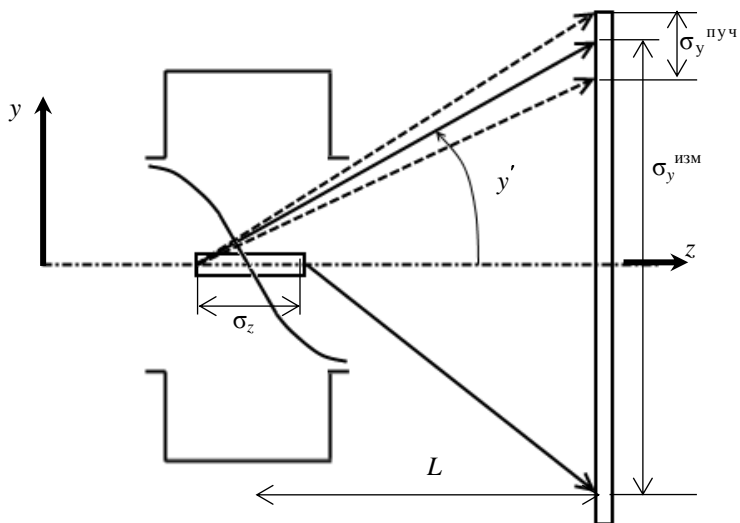


Рис. 1.4. Функциональная схема поперечного отклонения частиц сгустка в ВЧ-дефлекторе с учетом суперпозиции отклоненного и собственного вертикального размеров сгустка

В работе [12] показано, что измеренное значение среднеквадратического вертикального размера равно

$$\sigma_y = \sqrt{\sigma_y^{\text{ВЧД}}^2 + \sigma_y^{\text{пуч}}^2}, \quad (1.7)$$

где  $\sigma_y^{\text{ВЧД}}$  задано выражением (1.4), а  $\sigma_y^{\text{пуч}} = \sqrt{\beta_y^{\text{экран}} \varepsilon_y}$  ( $\varepsilon_y$  – вертикальный эмиттанс пучка). Можно определить разрешающую способность  $\sigma_z^{\text{разр}}$  как длину пучка, которая дает на экране среднеквадратический вертикальный размер, равный  $\sqrt{2}\sigma_y^{\text{пуч}}$ . Из предыдущих выражений следует, что

$$\sigma_z^{\text{разр}} = \frac{c(E/e)\sqrt{\varepsilon_y}}{V_{\perp}\omega|\cos\varphi|\sqrt{\beta_y^{\text{ВЧД}}|\sin\Delta\Phi|}}. \quad (1.8)$$

В случае простого дрейфового промежутка длиной  $L$  это выражение принимает вид

$$\sigma_z^{\text{разр}} = \frac{c(E/e)\sqrt{\beta_y^{\text{экран}}\varepsilon_y}}{V_{\perp}\omega|\cos\varphi|L}. \quad (1.9)$$

Для данного случая график зависимости  $\sigma_y^2$  от  $K$  показан на рис. 1.3,б. На этом графике видны две области: низкой и высокой разрешающей способности.

В случае некоррелированного распределения энергии частиц в пучке динамику можно описать подобным предыдущим соображениям способом. Пусть разброс энергии равен  $\sigma_{E1}/E$ , а пучок имеет нулевой вертикальный эмиттанс. Тогда измеренный вертикальный размер пучка на экране равен

$$\sigma_y = \sqrt{(\sigma_y^{\text{ВЧД}})^2 + (\sigma_y^{E1-\text{экран}})^2}, \quad (1.10)$$

где

$$\sigma_y^{E1-\text{экран}} \cong R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \sin\varphi (\sigma_{E1}/E). \quad (1.11)$$

Этот эффект в общем случае незначителен.

При коррелированном распределении частиц в пучке вида

$$E_c(z) = E \left( 1 + \frac{(\sigma_{E2} / E)}{\sigma_z} z \right) \quad (1.12)$$

помехи в измерениях будут следующими [12]:

$$\sigma_y = \left| \sigma_y^{\text{ВЧД}} - \sigma_y^{E2\text{-экран}} \right|, \quad (1.13)$$

где

$$\sigma_y^{E2\text{-экран}} = R_{34} \frac{V_{\perp}}{E/e} \sin \varphi (\sigma_{E2} / E). \quad (1.14)$$

Оба эффекта можно нивелировать в первом приближении с помощью выбора  $\varphi=0$ , что подразумевает установку экрана на оси пучка.

Поведение  $\sigma_y^2$  на экране как функция  $K$  в случае коррелированного распределения энергии в пучке показывает два различных коэффициента при квадратном члене для двух различных значений фазы ВЧ-напряжения ( $\varphi=\varphi_0$ ,  $\varphi=\varphi_0+\pi$ ), согласно формуле [12]:

$$\sigma_y^2 = \sigma_z^2 \left( 1 - \frac{c}{\omega} \frac{(\sigma_{E2} / E)}{\sigma_z} \operatorname{tg} \varphi \right)^2 K^2. \quad (1.15)$$

График этой функции представлен на рис. 1.3,в. Значения с  $K>0$  получены при  $\varphi=\varphi_0$ , а с  $K<0$  – при  $\varphi=\varphi_0+\pi$ . Если построить соответствующие параболы в этих двух областях, то возможно найти длину пучка и коррелированный разброс энергии.

### 1.1.2. Измерение продольного фазового пространства пучка

Схема установки для измерения продольного фазового пространства [12] изображена на рис. 1.5. В ВЧ-дефлекторе 1 пучок заряженных частиц 2 сначала растягивается под действием напряжения 3 вертикально по оси  $y$  (начало сгустка отклоняется в направлении 5, конечная часть сгустка – в направлении 6), а затем – горизонтально в плоскости  $xz$  с помощью дипольного магнита 4. Пример эволюции поперечного профиля пучка вдоль траектории его следования при таком методе измерений показан на рис. 1.6.

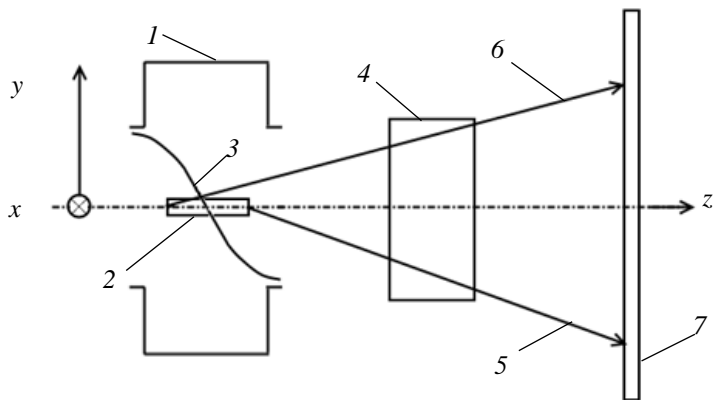


Рис. 1.5. Принципиальная схема установки для измерения продольного фазового пространства пучка с использованием ВЧ-дефлектора

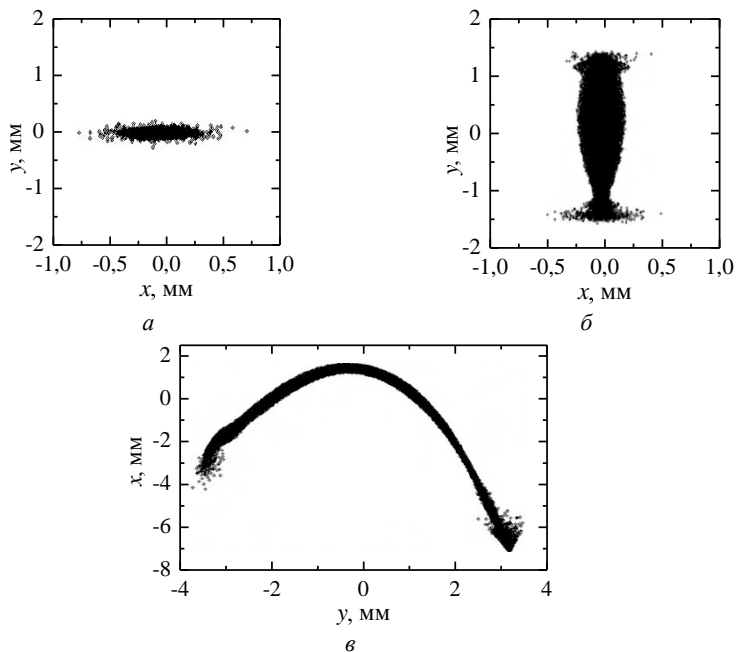


Рис. 1.6. Картины поперечного профиля пучка: *a* – начальный пучок на входе в дефлектор; *б* – пучок на выходе из ВЧ-дефлектора; *в* – изображение пучка на экране

Дисперсионные свойства магнитного диполя дают возможность полностью охарактеризовать распределение энергии в каждом срезе пучка по изображению на экране 7, позволяя при этом восстановить полную картину продольного фазового пространства. Тогда продольная координата среза пучка  $z$  пропорциональна координате  $y$  согласно (1.1), а измеренный по изображению размер  $x$  будет пропорционален разбросу энергии  $\Delta E/E$ . В таком случае разрешающая способность при измерении разброса энергии определяется как

$$\left(\frac{\Delta E}{E}\right)_{\text{разр}} = \frac{\sqrt{\varepsilon_x \beta_x^{\text{экран}}}}{D^{\text{экран}}}, \quad (1.16)$$

где  $\varepsilon_x$ ,  $\beta_x^{\text{экран}}$  и  $D^{\text{экран}}$  – это горизонтальный эмиттанс,  $\beta$ -функция и дисперсия в координате экрана соответственно.

При помощи ВЧ-дефлектора также возможно измерять эмиттанс горизонтального среза пучка [13–15]. В этом случае отклоняющее напряжение вводит зависимость между продольной позицией среза и вертикальной координатой, видимой на экране, а сам поперечный эмиттанс измеряют, применяя технику квадрупольного сканирования [16].

## 1.2. Структуры ВЧ-дефлекторов

### 1.2.1. Отклоняющая структура ВЧ-дефлектора на стоячей волне

В ВЧ-дефлекторах на СВ используются резонаторы из круглого диафрагмированного волновода (КДВ), возбужденные на волне типа  $E_{11}$ . Максимумы силовых линий электрического и магнитного полей сдвинуты друг относительно друга на  $\lambda/4$ , как это показано на рис. 1.7.

Отношение вкладов в отклоняющий потенциал от  $E$ - и  $B$ -полей может значительно варьироваться радиусом апертуры в диафрагме от 0 (при очень малых радиусах) до 1 (при больших).

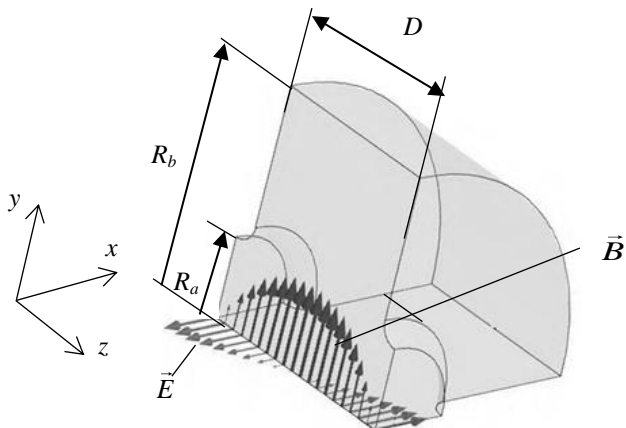


Рис. 1.7. Четверть ячейки ВЧ-дефлектора на СВ с волной типа  $E_{11}$

Основные ЭДХ отклоняющих резонаторов на стоячей волне схожи с ЭДХ ускоряющих резонаторов [17]:

а)  $f(\theta)$  – дисперсионная характеристика – зависимость частоты от вида колебаний волны. Пример дисперсионных характеристик двух поляризаций волны  $E_{11}$ , рассчитанной в программе CST для отклоняющего резонатора, показан на рис. 1.8. На этом графике указаны разделения частот поляризаций:  $\Delta f_1=f_0-f_1$ ,  $\Delta f_2=f_0-f_2$  и  $\Delta f_3=f_0-f_3$ , где  $f_0$  и  $f_3$  – частоты видов колебаний  $2\pi/3$  и  $\pi$  рабочей поляризации, соответственно,  $f_1$  и  $f_2$  – частоты видов колебаний  $2\pi/3$  и  $\pi$  ортогональной (паразитной) поляризации соответственно.

б)  $\beta_{гр}$  – групповая скорость электромагнитной волны в структуре определяется как тангенс угла наклона касательной к дисперсионной кривой в координатах  $(1/\lambda, 1/\lambda_b)$ :

$$\beta_{гр} = \frac{\partial \frac{1}{\lambda}}{\partial \left( \frac{1}{\lambda_b} \right)} ; \quad (1.17)$$

в)  $k_{св}$  – коэффициент связи между ячейками, рассчитываемый по формуле

$$k_{св} = \frac{|f_{\pi} - f_0|}{f_{\pi/2}} \times 100\% , \quad (1.18)$$

где  $f_{\pi}$ ,  $f_{\pi/2}$  и  $f_0$  – частоты видов колебаний  $\pi$ ,  $\pi/2$  и  $0$  соответственно;

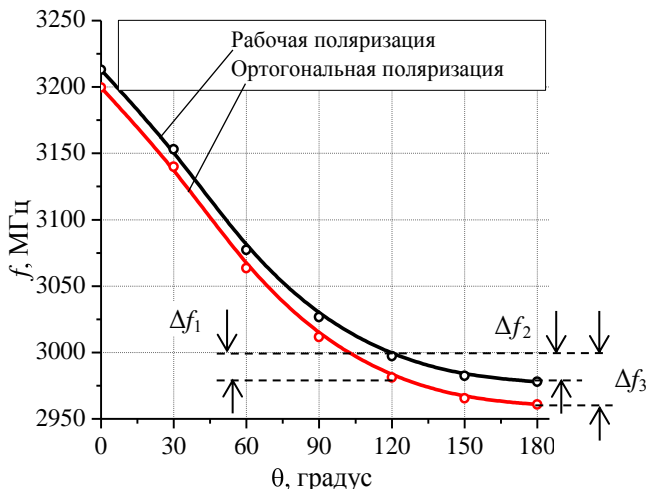


Рис. 1.8. Дисперсионная зависимость отклоняющей структуры с обратной волной, работающей на виде колебаний  $2\pi/3$  с  $R_g/\lambda=0,2$  при частоте 2997,2 МГц (а) и частотные разделения с ортогональной поляризацией (б)

г)  $Q$  – собственная добротность:

$$Q = \omega \frac{W}{P_{\text{пот}}}, \quad (1.19)$$

где  $W$  – средняя запасенная энергия в резонаторе длиной  $L$ ,  $P_{\text{пот}}$  – средняя рассеиваемая мощность на единицу длины, которая определяется как

$$P_{\text{пот}} = \frac{1}{D} \int_S \frac{1}{2} R_{\text{пов}} H_{\tau}^2 dS \text{ Вт/м}, \quad (1.20)$$

где  $R_{\text{пов}}$  – сопротивление поверхности,  $H_{\tau}$  – тангенциальная составляющая магнитного поля на поверхности ячейки, а интеграл вычисляется по поверхности одиночной ячейки;

д)  $\tau_n$  – время нарастания ВЧ-импульса, определяемое через добротность как

$$\tau_n = \frac{2Q}{\omega} = \frac{Q}{\pi f} \text{ с}; \quad (1.21)$$

е)  $\alpha$  – коэффициент затухания электромагнитной волны на единицу длины:

$$\alpha = \frac{\pi f}{v_{\text{гp}} Q} \frac{1}{M}; \quad (1.22)$$

ж)  $V_{\perp}$  – отклоняющее напряжение на длине ячейки:

$$V_{\perp} = \int_0^D \left( E_y(z) \sin\left(\frac{\pi z}{D}\right) + \beta c \mu_0 H_x(z) \cos\left(\frac{\pi z}{D}\right) \right) dz \text{ В}, \quad (1.23)$$

(в данном случае интегрирование производится на оси ячейки длиной  $D$ ),  $E_y(z)$  и  $H_x(z)$  – распределения амплитуд поперечных компонент электрического и магнитного полей на оси соответственно;

з)  $r_{\text{ш}\perp\text{эфф}}$  – поперечное эффективное шунтовое сопротивление на единицу длины:

$$r_{\text{ш}\perp\text{эфф}} = \frac{\left| \int_0^D E_y + c \mu_0 H_x e^{ik_z z} dz \right|^2}{P_{\text{пот}} D} \frac{\text{Ом}}{\text{м}}, \quad (1.24)$$

(интеграл в данном случае – эффективное отклоняющее напряжение, учитывающее изменение поля за время пролета частицей отклоняющей ячейки);

и) отношение шунтового сопротивления к добротности  $R/Q$ :

$$\frac{R}{Q} \equiv \frac{R_{\text{ш}\perp\text{эфф}}}{Q} = \frac{\left| \int_0^D E_y - c \mu_0 H_x e^{ik_z z} dz \right|^2}{\omega W} \text{ Ом}; \quad (1.25)$$

к)  $\frac{E_{\perp} \lambda}{\sqrt{P}}$  – приведенная напряженность отклоняющего поля:

$$\frac{E_{\perp} \lambda}{\sqrt{P}} = \sqrt{\frac{2\pi\lambda r_{\text{ш}\perp}}{\beta_{\text{гp}} Q}} \text{ Ом}^{1/2}; \quad (1.26)$$

л)  $E_{\text{пов}}^{\text{макс}}$  и  $H_{\text{пов}}^{\text{макс}}$  – максимальные значения поверхностного электрического и магнитного поля, рассчитанные по формулам

$$E_{\text{пов}}^{\text{макс}} = E_{\text{пов1}}^{\text{макс}} \sqrt{P_2/P_1}, \quad H_{\text{пов}}^{\text{макс}} = H_{\text{пов1}}^{\text{макс}} \sqrt{P_2/P_1}, \quad (1.27)$$

где  $E_{\text{пов1}}^{\text{макс}}$  и  $H_{\text{пов1}}^{\text{макс}}$  – максимальные значения электрического и магнитного полей соответственно, рассчитанные при запасенной

энергии  $W_1=1$  Дж в резонансном макете исследуемой структуры длиной  $L$  при уровне ВЧ-мощности  $P_1$ , определяемой в соответствии с выражением  $P_1 = \frac{\beta_{гр} c W_1}{L}$ . При расчетах в CST Microwave Studio эти максимумы определяются на кривой, лежащей на поверхности структуры (рис. 1.9).

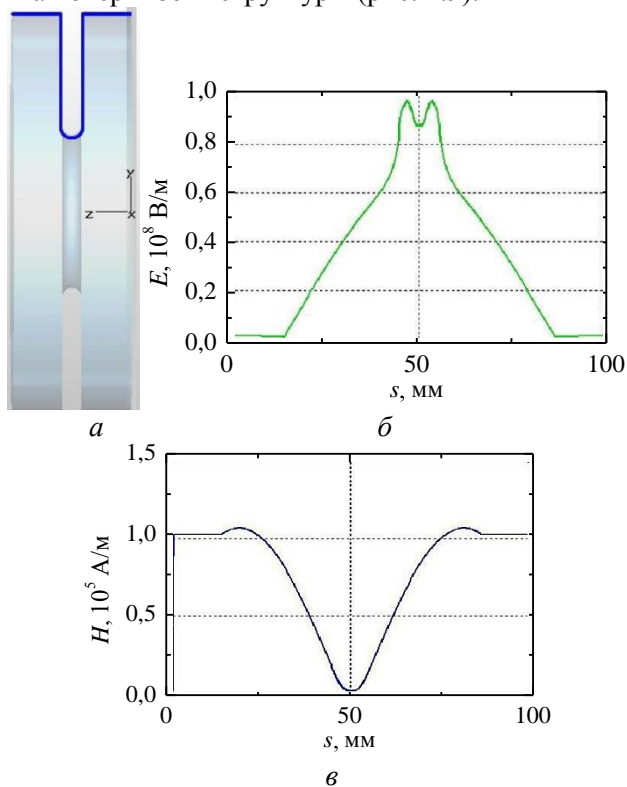


Рис. 1.9. Разрез ячейки (а) и распределения полей: амплитуды напряженности электрического (б) и магнитного поля (в) вдоль нее при  $W_1=1$  Дж

м)  $k_{\Pi}$  – коэффициент перенапряженности электрического поля:

$$k_{\Pi} = \frac{E_{\text{пов}}^{\text{макс}}}{E_{\perp}^{\text{макс}}}, \quad (1.28)$$

где  $E_{\text{пов}}^{\text{макс}}$  и  $E_{\perp}^{\text{макс}}$  – максимальные значения электрического поля на поверхности ячейки и отклоняющего электрического поля на оси соответственно;

н)  $\frac{E_{\text{пов}}^{\text{макс}}}{H_{\text{пов}}^{\text{макс}}}$  В/А – отношение максимального электрического и

магнитного полей на поверхности отклоняющей структуры.

Для увеличения шунтового сопротивления возможно использование многоячеечных резонаторов, как и в ускоряющих структурах.

Выбор конструкции одиночной ячейки многоячеечного отклоняющего резонатора так же, как и выбор вида колебаний (например,  $\pi$  или  $\pi/2$ ), должен осуществляться по тем же критериям, что и при проектировании ускоряющих секций.

Длина каждой ячейки  $D$  (период структуры) выбирается так, чтобы синхронизировать фазу распространяющейся в структуре волны с пучком согласно формуле

$$D = \frac{v_{\text{пуч}} \theta}{\omega} = \frac{\theta \lambda}{2\pi}, \quad (v_{\text{пуч}} \rightarrow c), \quad (1.29)$$

где  $\theta$  – вид колебаний в радианах и  $v_{\text{пуч}}$  – скорость пучка частиц (равна скорости света  $c$  в случае ультра релятивистских частиц).

Таким образом, при виде колебаний  $\pi$  продольная длина ячейки (период структуры) должна быть равна  $\lambda/2$ . Радиус апертуры должен быть минимальным для получения максимума шунтового сопротивления, а радиус обечайки ячейки должен быть таким, чтобы собственная частота резонатора на этом виде колебаний соответствовала частоте питающего генератора.

Графики зависимостей  $R/Q$ , и максимума напряженности электрического поля ( $E_{\text{макс}}/E_{\perp}$ ), нормированного на амплитуду отклоняющего поля, от отношения  $R_a/\lambda$ , рассчитанные в CST Microwave Studio для резонатора с рабочей частотой 2997,2 МГц и периодом  $\lambda/2$ , изображены на рис. 1.10 и 1.11.

При конструировании ВЧ-дефлекторов на СВ из-за возможности наложения соседних видов колебаний близких к  $\pi$  вводится ограничение на общее число ячеек. Пусть  $n$  – общее число ячеек многоячеечного резонатора, тогда ближайший к  $\pi$  вид

колебаний будет  $(n-1)\pi/n$ . Частотное разделение между этими видами колебаний рассчитывается с помощью программ численного электродинамического моделирования.

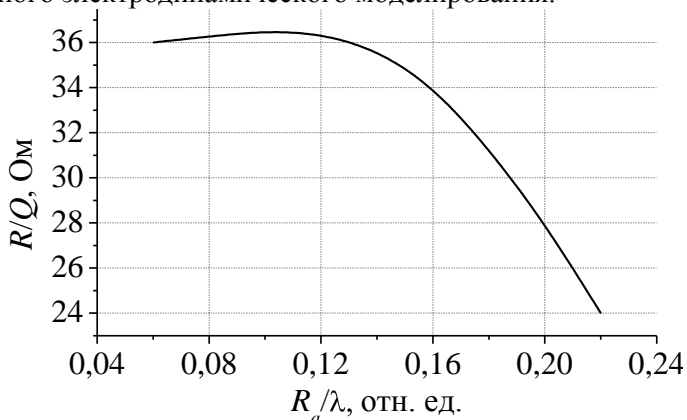


Рис. 1.10. Зависимость  $R/Q$  от  $R_a/\lambda$  для одиночной ячейки на виде колебаний  $\pi$  при частоте 2997,2 МГц

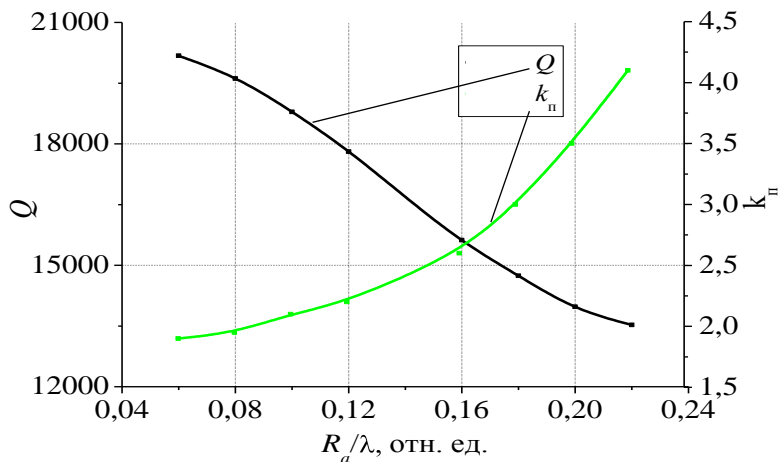


Рис. 1.11. Зависимость добротности и коэффициента перенапряженности от радиуса апертуры ВЧД на виде колебаний  $\pi$  при частоте 2997,2 МГц

Аналитическое выражение для разности частот указанных видов колебаний в ВЧ-дефлекторе с рабочей частотой 2997,2 МГц и  $a = 20$  мм следующее:  $\Delta f \approx 116/n^2$  МГц. Для исключения

возбуждения нежелательного вида колебаний  $(n-1)\pi/n$  можно центральную ячейку сделать ячейкой ввода мощности, как это сделано, например, в ВЧ-дефлекторе SPARC [19]. В этом случае ближайший к рабочему вид колебаний будет  $(n-2)\pi/n$ .

### 1.2.2. Отклоняющая структура ВЧ-дефлектора на бегущей волне

В качестве отклоняющих структур ВЧ-дефлекторов на бегущей волне также используют КДВ, работающие на волнах типа  $E_{11}$ . Как и в ВЧ-дефлекторах на стоячей волне, в структурах на бегущей волне и электрическое ( $E$ ) и магнитное поле ( $B$ ) вносят вклад в полное отклонение частиц. На рис. 1.12 показаны векторы поля  $\vec{E}$  и  $\vec{B}$  ( $z$  – ось распространения волны). Соотношение между вкладами в отклонение частиц от полей  $E$  и  $B$  зависит от геометрии структуры, в частности от отверстия апертуры, как будет показано ниже.

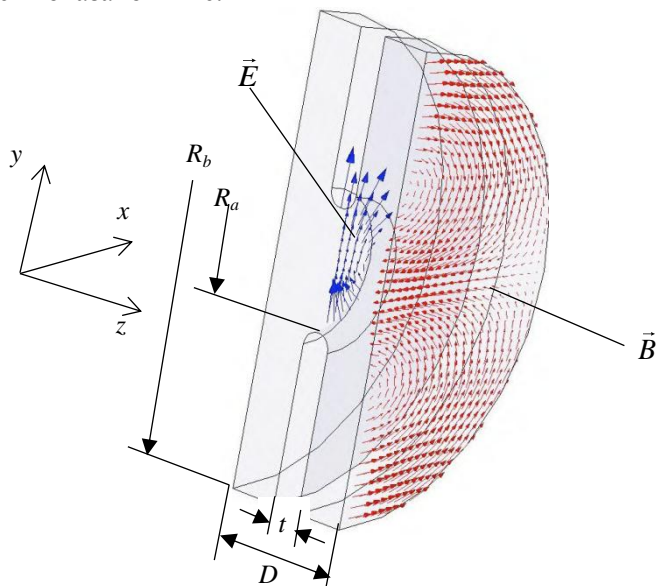


Рис. 1.12. Ячейка ВЧ-дефлектора на бегущей волне с силовыми линиями электрического ( $E$ ) и магнитного ( $B$ ) полей

Аналогично с ускоряющими структурами на бегущей волне, можно определить некоторые ЭДХ, относящиеся к отклоняющим структурам [18]:

а)  $v_{гр}$  – групповая скорость электромагнитной волны в структуре, определяемая как скорость распространения электромагнитной энергии:

$$v_{гр} = \frac{P}{w} \frac{м}{с}, \quad (1.30)$$

где  $w$  – запасенная энергия на единицу длины;

б)  $\tau_{зап}$  – время заполнения структуры ВЧ-мощностью, связанное с групповой скоростью формулой

$$\tau_{зап} = \frac{L}{v_{гр}} \text{ с}, \quad (1.31)$$

где  $L$  – полная длина структуры ВЧ-дефлектора.

в)  $r_{ш\perp}$  – поперечное шунтовое сопротивление на единицу длины структуры:

$$r_{ш\perp} = \frac{V_{\perp}^2}{P_{пот} D} = \frac{\left| \int_0^D E_y - c\mu_0 H_x dz \right|^2}{P_{пот} D} \frac{\text{Ом}}{\text{м}}, \quad (1.32)$$

где  $V_{\perp}$  – полный отклоняющий потенциал на периоде структуры  $D$ ,  $z$  – продольная координата бегущей волны, а  $E_y$  и  $H_x$  – поперечные комплексные компоненты электрического и магнитного полей на оси (согласно системе координат на рис.2.1) соответственно;

г)  $\alpha$  – коэффициент затухания электромагнитной волны на единицу длины:

$$\alpha = -\frac{dP/dz}{2P} \frac{1}{\text{м}}; \quad (1.33)$$

д)  $V_{\perp}$  – полный отклоняющий потенциал, набираемый частицей за время пролета структуры длиной  $L$ :

$$V_{\perp} = \int_0^L E_{\perp} e^{-\alpha z} dz = E_{\perp} \frac{(1 - \alpha L)}{\alpha} \text{ В}, \quad (1.34)$$

При проектировании ячеек ВЧ-дефлектора на БВ руководствуются следующими соображениями. Период структуры

выбирают согласно формуле (1.29). Внутренний радиус обечайки ячейки  $R_b$  выбран так, чтобы настроить частоту рабочего вида колебаний ячейки на частоту генератора  $f$ . Толщина диафрагмы  $t$  – некритичный параметр, и может быть выбран, например, так, чтобы минимизировать поверхностное электрическое поле или затухание в структуре. Радиус апертурного отверстия в диафрагме  $R_a$  является самым важным параметром, задающим групповую скорость в структуре (а следовательно, и время заполнения структуры ВЧ-мощностью), эффективность отклонения и затухание на единицу длины.

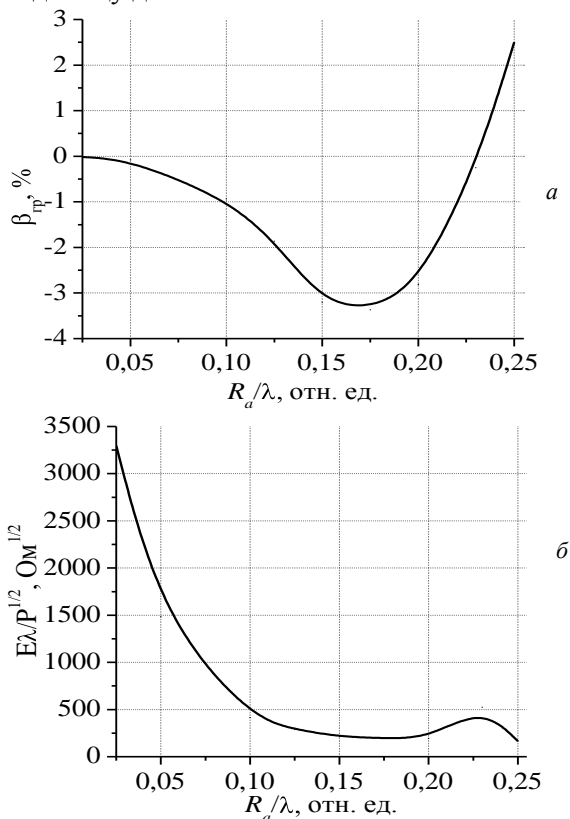


Рис. 1.13. Зависимость групповой скорости (а) и приведенной напряженности отклоняющего поля (б) в структуре, работающей на виде колебаний  $2\pi/3$  при частоте 2997,2МГц ( $\lambda=10$  см), от отношения  $R_a/\lambda$

Применяя справедливые в случае аппроксимации  $t \ll D$  [20] аналитические выражения, можно вычислить, например, поведение указанных выше величин как функцию размера  $R_a$ . На рис. 1.13 изображены графики зависимостей групповой скорости и приведенной напряженности отклоняющего поля соответственно для медной структуры, работающей на виде колебаний  $2\pi/3$  на частоте 2997,2 МГц ( $\lambda=10$  см,  $D=33,34$  мм).

На рис. 1.13 можно различить две различных области: первая – для маленькой величины радиуса апертуры  $R_a$  (до 23,0 мм), в которой структура работает на обратной волне (с отрицательной дисперсией), и вторая область, в которой структура работает на прямой волне. Аналитическим описанием можно проверить, что переход режима работы структуры на обратной волне в режим работы на прямой волне происходит, когда  $R_a/\lambda \approx 0,26$ .

Эффективность структуры сильно зависит от апертуры в диафрагме: увеличивается при маленькой апертуре в диафрагме и уменьшается, если апертуру в диафрагме увеличивают за исключением области перехода между режимами направления распространения электромагнитной энергии.

В дефлекторах, применяемых в качестве ВЧ-сепараторов [18, 21, 22], требуются большие апертуры. Структуры, которые применяют для диагностики пучка (особенно с малым эмиттансом), напротив, могут иметь меньшие апертуры (и поэтому более высокое поперечное шунтовое сопротивление). Однако при выборе радиуса апертуры необходимо учитывать влияние наведенных полей, время заполнения структуры ВЧ-мощностью и поперечные размеры пучка.

Поведение отклоняющего поля на оси можно рассчитать при помощи программ численного моделирования или в аппроксимации, приведенной выше, по аналитическим формулам. В случае фазовой скорости, равной скорости света, аналитические выражения для поперечного электрического и магнитного полей следующие [23]:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_y = E_0 \frac{k^2 R_a^2}{4} e^{-ikz}, \\ c\mu_0 H_x = E_0 \left( \frac{k^2 R_a^2}{4} - 1 \right) e^{-ikz}. \end{array} \right. \quad (1.35)$$

Из этих формул легко убедиться, что соотношение между отклонением магнитным и электрическим полями зависит от апертуры, суммарные отклоняющие силы однородны на апертуре и постоянны вдоль оси  $z$ . В реальном случае это не совсем так из-за краевых эффектов, возникающих около диафрагм, которые возмущают распределение поля и вносят искажения в суммарное отклоняющее поле. Кроме того, из-за периодичности структуры отклоняющее поле имеет модуляцию вдоль оси, вносимую наличием всех пространственных гармоник. Возмущение отклоняющего поля в силу краевых эффектов вблизи диафрагмы составляет несколько процентов от поля на оси структуры. При выборе апертуры важно принимать во внимание этот эффект. Зависимость продольной модуляции амплитуды электрического и магнитного полей и результирующего отклоняющего поля на оси одиночной ячейки ВЧ-дефлектора на частоте 2997,2 МГц в функции продольной координаты показана на рис. 1.14.

Можно отметить, что соотношение между магнитным и электрическим отклонением около 1 и что даже если поля  $E$  и  $B$  имеют продольную модуляцию, вносимую периодичностью диафрагм, полное отклоняющее поле имеет меньшую модуляцию благодаря частичной компенсации между вкладками составляющих от этих полей (см. рис. 1.14,*а*). Распределения фаз полей  $E$ ,  $B$  и их результирующего  $E_{\perp}$ , показанных на рис. 1.14,*б*, указывают на то, что даже если сдвиг фазы на ячейку для  $E$ - и  $B$ -полей не идеально линейный, суммарное отклоняющее поле имеет практически линейный сдвиг фазы.

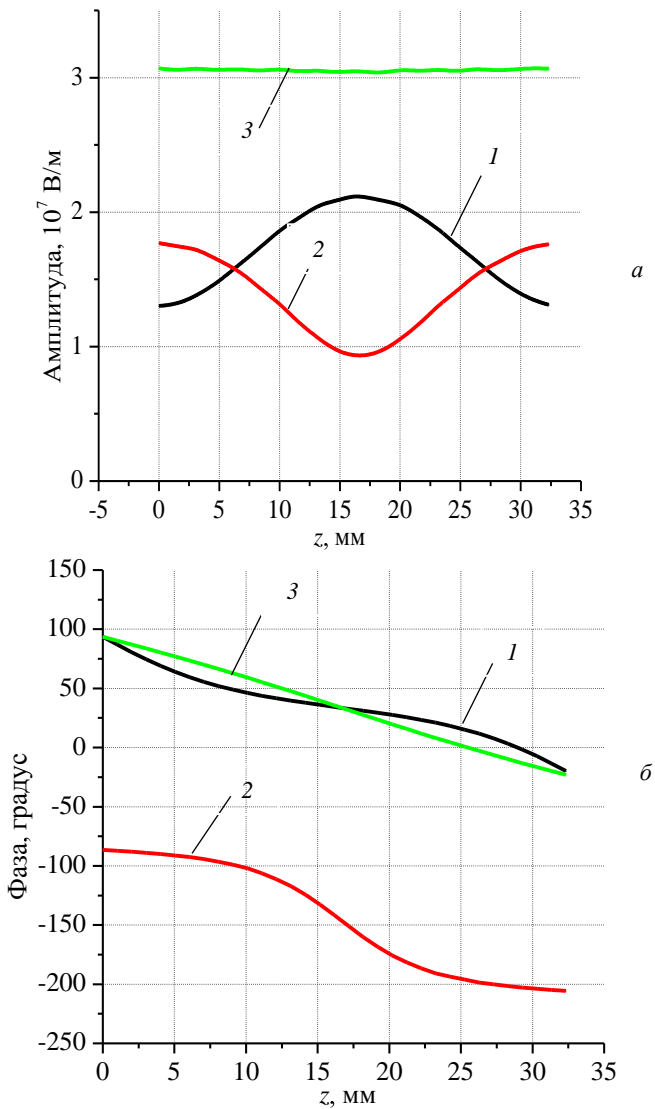


Рис. 1.14. Распределения амплитуд (а) и фаз (б) компонент отклоняющего поля на оси отклоняющей ячейки:  $E_y$  (кривая 1),  $c\mu_0 H_x$  (кривая 2) и их результирующее  $E_{\perp}$  (кривая 3)

### 1.3. Обзор существующих ВЧ-дефлекторов

#### 1.3.1. ВЧ-дефлекторы на бегущей волне

##### *Дефлекторы «LOLA»*

Один из первых дефлекторов – «LOLA» – в виде КДВ, работающего на волне типа  $E_{11}$  в режиме бегущей волны, был спроектирован в 1960-х годах в Стенфордском центре линейных ускорителей (SLAC, Stanford Linear Accelerator Center) в качестве сепаратора для линейного электрон-позитронного коллайдера в SLAC. [21]. Рабочая частота – 2856 МГц. Сейчас он применяется для измерения параметров пучка в инжекторном тракте для LCLS.

Позднее на основе конструкции «LOLA» были разработаны дефлекторы «LOLA II» и усовершенствованный «LOLA III», служащие для диагностики пучков. В табл. 1.1 приведены сравнительные характеристики этих дефлекторов [21].

Таблица 1.1

Характеристики дефлекторов «LOLA II» и «LOLA III»

Параметр	Единицы измерения	LOLA II	LOLA III
Рабочая частота	МГц	2856	2856
Набег фазы на ячейку	рад.	$2\pi/3$	$2\pi/3$
Полная длина	мм	525	280
Добротность		9030	11000
Относительная групповая скорость		-0,0296	-0,00779
Постоянная затухания	Нп/м	0,1105	0,3457
Поперечное погонное шунтовое сопротивление	МОм/м	15,6	12,4

Позднее был создан дефлектор «LOLA IV» длиной 2,4 м, установленный и запущенный в 2005 г. в DESY, Германия, в рамках проекта FLASH (Free Electron LASer in Hamburg) [24]. Некоторые его характеристики сведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Характеристики дефлектора «LOLA IV»

Параметр	Единицы измерения	Значение
Отклоняющее ВЧ-напряжение	МВ	10
Пиковая входная мощность	МВт	6,5
Энергия пучка	ГэВ	30
Среднеквадратическая длина пучка	мкм	600

На основе дефлектора «LOLA» в 1971 г. изготовлен дефлектор в Аргоннской национальной лаборатории в США (ANL) [25], отличающийся увеличенной длительностью рабочего импульса в 50 мс при входной мощности 6 МВт. Это устройство было использовано в качестве сепаратора. Его полная длина составила 3,8 м, диаметр апертурного отверстия увеличен до 44,88 мм, поперечный отклоняющий импульс – 13,2 МэВ/с.

#### *Дефлектор C-диапазона*

В фотонном синхротроне на энергию 8 ГэВ SPring-8, Япония, разрабатывается компактный лазер на свободных электронах SACLA [26]. Для генерации интенсивного рентгеновского излучения единичный пучок электронов сжимается до 30 фс. Важным шагом к стабильной генерации является исследование продольного фазового размера и сечения эмиттанта генерирующей части пучка с использованием поперечного ВЧ-дефлектора. Для диагностики сгустка с разрешением фемтосекундного масштаба разработано отклоняющее устройство диапазона с высоким градиентом, работающее на частоте 5712 МГц. Обратная бегущая волна  $E_{11}$  с набегом фазы  $150^\circ$  на ячейку возбуждается в КДВ с апертурными отверстиями овальной формы. Отличительная особенность подобных диафрагм – способность препятствовать повороту отклоняющей плоскости и обеспечивать хорошую связь между ячейками для устойчивых колебаний. Две отклоняющих структуры с названием «RAIDEN» длиной 1,8 м каждая изготовлены и установлены в SACLA. Отклоняющее напряжение в них составляет 60 МВ, обеспечивается поворот пучка, пересекающего ВЧ-поле в нулевой фазе. Устройство этих ВЧ-

дефлекторов изображено на рис. 1.15, а его параметры приведены в табл. 1.3.

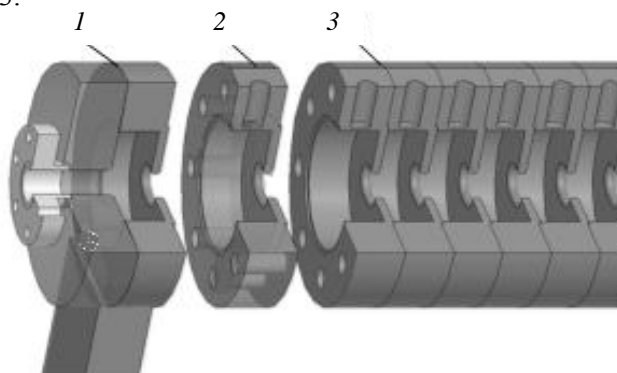


Рис. 1.15. Схема дефлектора «RAIDEN»: 1 – ячейка ввода мощности; 2 – изготовленная регулярная ячейка; 3 – основная отклоняющая секция

Таблица 1.3

ВЧ-характеристики дефлекторов «RAIDEN» для SACLA

Параметр	Единица измерения	Значение	
		структура 1	структура 2
Рабочая частота	МГц	5712	
Вид колебаний	рад.	5 $\pi$ /6	
Период структуры	мм	21,869	
Длина	мм	1706	
Поперечное погонное шунтовое сопротивление	МОм/м	20,8	21,0
Относительная групповая скорость		-0,0214	-0,0214
Время заполнения	нс	269	269
КСВн		1,12	1,09

### *Дефлекторы X-диапазона*

Современные источники излучения, как LCLS, источники обратного Комптоновского рассеяния, а также и ускорители на наведенных в плазме полях используют сверхкороткие электронные сгустки. Таким образом, необходимо улучшение разрешающей способности средств быстрой продольной диагностики пучков заряженных частиц.

В последние годы для измерения длины пучка и его продольной фазовой протяженности начаты разработки

отклоняющих ВЧ-структур, работающих в X-частотном диапазоне (8,0–12,0 ГГц). Так как поперечное шунтовое сопротивление пропорционально корню из частоты, то дефлекторы на бегущей волне X-диапазона имеют ряд преимуществ над дефлекторами, работающими на более низких частотах.

В настоящее время для Брукхейвенской национальной лаборатории (BNL), США, создан дефлектор XTD (X-band Transverse Deflector), работающий на частоте 11,424 ГГц [27] для измерения продольного фазового пространства сильно сжатых электронных пучков. Основные характеристики сведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4

Основные параметры дефлекторов XTD

Параметр	Единица измерения	Значение
Число ячеек		45
Полная длина	м	0,4
Рабочая частота	МГц	11424
Набег фазы на ячейку	рад.	$2\pi/3$
Относительная групповая скорость $\beta_{гр}$		0,0267
Коэффициент затухания $\alpha$	$\text{м}^{-1}$	0,66
Приведенная напряженность электрического поля $\frac{E_{\perp} \lambda}{\sqrt{P}}$	$\text{Ом}^{1/2}$	222

В SLAC был создан дефлектор [28], который представляет собой отклоняющую структуру на обратной волне с длиной 1,5 м со сдвигом фазы  $120^\circ$  на ячейку, для диагностики сгустки в усовершенствованном ускорителе LCLS. Требовалось расширить временное разрешение диагностики электронных сгустков до размера 10-20 фс, и был необходим ВЧ-дефлектор с очень высокой отклоняющей способностью.

В соответствии с практическими оценками, для создания дефлектора с временным разрешением 10 фс для параметров пучка LCLS (с полной энергией пучка 13,6 ГэВ и вертикальным среднеквадратичным размером 1 мкм), необходимое импульсное напряжение отклоняющего поля в X-частотном дефлекторе должно составлять не менее 33 МВ. Основные параметры созданного дефлектора приведены в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Характеристики дефлектора для измерения пучка в LCLS

Параметр	Единица измерения	Значение
Рабочая частота	МГц	11424
Поперечное шунтовое сопротивление	МОм/м	43,17
Относительная групповая скорость		-0,03165
Длина структуры	м	1,5
Время заполнения ВЧ-мощностью	нс	158
Коэффициент затухания	1/м	0,885
Входная импульсная мощность	МВт	30
Максимальное электрическое поле	МВ/м	129
Максимальное магнитное поле	МА/м	0,45
Отклоняющее напряжение	МВ	38,9

### 1.3.2. ВЧ-дефлекторы на стоячей волне

#### *Дефлекторы L-диапазона*

В Аргоннской национальной лаборатории [29] был создан отклоняющий резонатор с рабочей частотой 1,3 ГГц, состоящий из одной целой и двух полуячеек, показанный на рис. 1.18.

Этот дефлектор, используемый в системе регулировки продольного и поперечного фазовых пространств электронного пучка в ускорителе на наведенных полях в диэлектрике, позволяет точно корректировать профиль ускоряемого сгустка.

Выбор геометрии отклоняющего резонатора основывается на минимизации движения центра массы пучка при его помещении в нулевую фазу отклоняющей волны. Как показали расчеты в программе CST Microwave Studio, поле отклоняющее напряжение  $V_T$  (в МВ), получаемое пучком за время пролета, связано со входной мощностью  $P$  (в МВт) следующим выражением:

$$V_T = 3,4 \times (P/4,2)^{1/2}.$$

Начальные тесты проводились при отклонении пучка электронов с энергией 14,6 МэВ и зарядом порядка 1 нКл, для которого значение приведенного поперечного импульса, определяемого выражением

$$k = eV_T \times 2\pi / (E\lambda),$$

где  $e$  – заряд электрона,  $E$  – энергия пучка и  $\lambda$  – длина отклоняющей волны, должно быть порядка  $3 \text{ м}^{-1}$ . Такое значение

импульса получили при входной мощности 130 кВт. При экспериментах, в которых требовался поворот пучка, т.е. в режиме работы, при котором центр масс пучка находится в нулевой фазе отклоняющей волны, входная мощность составляла 20 кВт.

#### Дефлектор на волне типа $H_{11}$

В работе [30] описывается новая ВЧ-структура на  $H$ -волне на  $\pi$ -виде колебаний для дефлектора пучков заряженных частиц (см. рис. 1.14). Для L-диапазона параметры предлагаемой структуры сравнимы с отклоняющим резонатором с волной  $E_{11}$ . По сравнению с известной структурой КДВ на волне типа  $E_{11}$  эта разработка имеет в несколько раз большую ВЧ-эффективность и на порядок шире полосы пропускания.

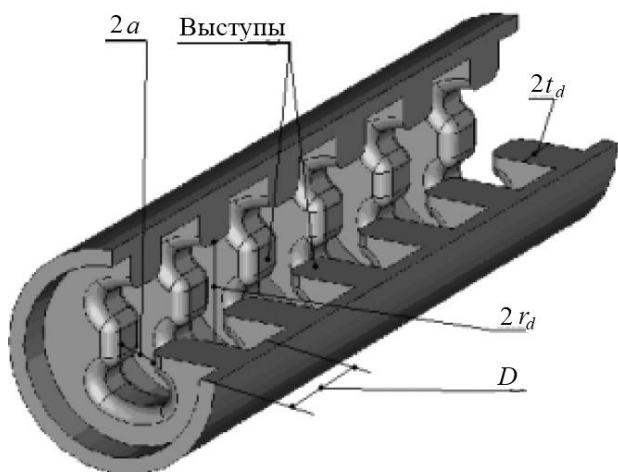


Рис.1.16. Общий вид отклоняющей структуры на виде колебаний  $H_{11n}$

Предложены следующие начальные размеры структуры: толщина диафрагмы  $t_d \sim 0,4D$ , и внутреннего радиуса диафрагмы  $r_d \sim 0,8R_c$ , где  $R_c$  – внутренний радиус ячейки. Рассмотрим самый низкий вид колебаний  $H_{11n}$  с контуром поперечного электрического поля на диафрагме. В цилиндрической геометрии все виды колебаний с азимутальной зависимостью поля являются дважды вырожденными. Включение двух противоположно

расположенных выступов на диафрагме снимает вырождение колебаний  $H_{11n}$ , и каждый вид колебаний разделяется на два. Один из этих видов имеет поперечное электрическое поле на выступах. С углублением выступов частота этого вида колебаний убывает. Размер промежутка  $2a$  является свободным параметром структуры. Его значение выбирается из соображений ВЧ-эффективности, максимального значения напряженности электрического поля на поверхности  $E_{\text{макс}}$ , однородности отклоняющего поля.

При заданной величине промежутка  $2a$  рабочая частота  $f_{\pi}$  должна устанавливаться с помощью изменения радиуса ячейки  $R_c$  с одновременным изменением внутреннего радиуса диафрагмы  $r_d$ . При различных комбинациях размеров элементов ячейки окончательное значение  $R_c$  может быть в диапазоне  $(0,26 - 0,36)\lambda$ . По сравнению со структурой резонансного дефлектора на КДВ с волной  $E_{11}$ , у которого радиус ячейки порядка  $0,57\lambda$ , резонатор на волне  $H_{11n}$  имеет меньшие поперечные размеры.

Предлагаемая структура обладает важной особенностью распределений поперечных компонент  $E_x$  и  $H_y$  вдоль оси. На видах колебаний  $E_{11n}$  в КДВ и вида колебаний  $H_{11n}$  в предлагаемой структуре продольные распределения соответствующих компонент качественно совпадают, притом значения  $H_y$  практически одинаковы у обеих структур. При этом значение компоненты  $E_x$  и соответствующего вклада в отклоняющее напряжение на несколько порядков выше в структуре с  $H_{11n}$ .

Таким образом, структура с  $H_{11n}$  имеет большее значение поперечного шунтового сопротивления  $R_{\perp}$ . В основном значение поперечного шунтового зависит от размера промежутка  $2a$ . Расчеты показали, что вместе с умеренно небольшим размером промежутка  $2a$  можно достичь превышения значения  $R_{\perp}$  в 6–12 раз по сравнению с видом колебаний  $E_{11n}$  в резонаторе типа КДВ, хотя у последнего добротность выше примерно в 1,5 раза.

Таким образом, резонатор с видом колебаний  $H_{11n}$ , выглядит как конкурентоспособная конструкция для отклонения частиц при высоких энергиях.

### Дефлектор *S*-диапазона

В лаборатории по контролю электронных пучков (ЕВТФ) в Дарсбери, Великобритания, был установлен дефлектор с рабочей частотой 3000 МГц (*S*-диапазон) для диагностики продольного профиля пучков с низкой энергией 5–6 МэВ и протяженностью до 40 фс [31]. Требуемое поперечное напряжение, набираемое пучком, составляет около 5 МВ, поэтому было решено сконструировать дефлектор из резонатора на основе КДВ из восьми целых и двух полуячеек с центральной ячейкой, служащей для ввода мощности, как показано на рис. 1.17.

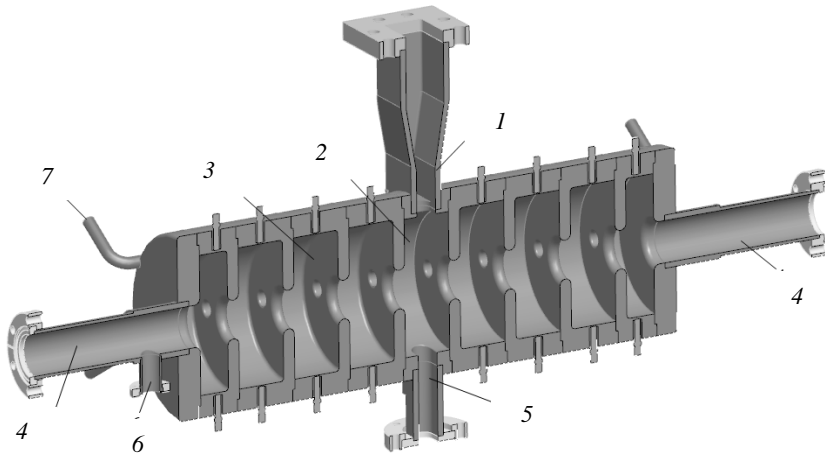


Рис. 1.17. Дефлектор для ЕВТФ: 1 – подводящий прямоугольный волновод; 2 – ячейка ввода мощности; 3 – регулярная ячейка; 4 – трубки дрейфа; 5 – вспомогательный запредельный волновод для вакуумной откачки; 6 – патрубок для вакуумной откачки; 7 – труба для водяного охлаждения

Выбор такой конструкции связан с тем, что для получения требуемого поперечного шунтового сопротивления необходимо использовать большое число ячеек, однако их общее число ограничено требованием к разделению частот между видами колебаний  $\pi$  и  $(n-1)\pi/n$ .

Ввиду связи между дипольными модами *E*- и *H*-типа, частотное разделение максимально при радиусах отверстий в диафрагмах от 16 до 20 мм и уменьшается для больших или меньших

радиусов. Поперечное шунтовое сопротивление отклоняющей волны наибольшее для меньших радиусов отверстия, так как гибридная волна становится более похожа на *ТМ*-волну, следовательно, радиус отверстия 16 мм более предпочтителен. Для такого радиуса отверстия разделение частот между видами колебаний  $\pi$  и  $8\pi/9$  составляет 1,85 МГц, что примерно в 5 раз меньше полосы пропускания нагруженного резонатора. Однако появления этой моды можно избежать, установив устройство связи в центральную ячейку, следовательно, следующий возбуждаемый вид колебаний – это  $7\pi/9$ , расстояние до которого равно 6,5 МГц. Таким образом, максимальное число ячеек было выбрано равным девяти.

## **Выводы**

Описаны основные принципы анализа продольного и поперечного фазового пространства, занимаемого ускоренными сгустками, с использованием ВЧ-дефлекторов. В частности, описаны методы измерения длины сгустка, включая анализ источников ошибок в таких измерениях, а также диагностики продольного фазового пространства. Для ВЧ-дефлекторов на БВ и СВ приведены основные ЭДХ, которые используются при расчете таких структур.

Показано, что ВЧ-дефлекторы на СВ в сравнении с ВЧ-дефлекторами на БВ имеют большую эффективность при одинаковой входной мощности и продолжительности ВЧ импульса, и, следовательно, они предпочтительнее, если требуется компактное устройство. Для достижения требуемого уровня отклоняющего напряжения ВЧ-дефлекторы на СВ будут потреблять меньше ВЧ-мощности и они компактнее. Однако следует в этом случае учитывать затраты на развязывающие устройства (циркуляторы и др.), предохраняющие источники мощности от высокого уровня отраженной волны. Сравнительные характеристики отклоняющих структур на БВ и СВ представлены в табл. 1.6.

Как видно из табл. 1.6, характеристики отклоняющих и ускоряющих структур, работающих в этих режимах, аналогичны.

Выбор конкретного типа дефлектора определяется конкретным назначением устройства, требованиями к его параметрам и конструкции.

Таблица 1.6

Сравнительные параметры ВЧ-дефлекторов на бегущей и стоячей волне

Тип структуры	СВ	БВ
Отклоняющее поле на единицу длины	Высокое	Низкое
Время заполнения	$\sim Q$ (выше, чем на СВ)	$\sim 1/\beta_{гр}$ ; $\sim L$ (ниже, чем на СВ)
Максимальное число ячеек	Не более 10–15 из-за наложения соседних видов колебаний	$\sim 1/\alpha$
Максимальная длина	$L \cong 50-80$ см на частоте 3 ГГц	$L \cong 400-450$ см на частоте 3 ГГц
Зависимость отклоняющего напряжения от длины	$\sim L^{0,5}$	$\sim (1 - e^{-\alpha L})/\alpha$
Система питания	Необходима развязка клистрона и дефлектора	Не требуется развязка клистрона и дефлектора
Максимальная напряженность электрического поля на поверхности	Ограничивает мощность питания	Некритична
Чувствительность к температуре	Высокая	Ниже, чем на СВ
Зависимость разрешающей способности от частоты	$\sim 1/f^{5/4}$	$\sim 1/f^2$

## Глава 2. РАСЧЕТ КОНСТРУКЦИИ ЯЧЕЕК ДЛЯ ОТКЛОНЯЮЩИХ СТРУКТУР

### 2.1. Требования к отклоняющим структурам

В ускорительном тракте фотоинжектора PITZ (Photo Injector Test Facility, Zeuthen) в ДЕЗИ-Цойтен, Германия, требуется ВЧ-дефлектор, входящий в состав установки диагностики пучка электронов, в которой производятся измерения продольного фазового пространства сгустка, разброса энергии и поперечного эмиттанса.

Для поддержания стабильной работы Европейского лазера на свободных электронах XFEL [6], предусмотрены три специальные диагностические станции для измерения характеристик и положения электронного пучка. Диагностические станции должны быть размещены в инжекторе при энергии ускоренных электронов 130 МэВ и далее после двух компрессорных секциях пучка BC1 и BC2 (bunch compressor, рис. 2.1), энергия частиц в которых составляет 500 и 2000 МэВ соответственно. ВЧ-дефлекторы должны быть установлены во всех трех диагностических секциях для измерения продольного профиля пучка, энергетического спектра и эмиттанса.

Принцип работы этих измерительных установок заключается в том, что четыре последовательных электронных сгустка из одного цуга отклоняются при пролете ВЧ-дефлектора. Затем с помощью быстрых кикер-магнитов они направляются на четыре экрана, расположенные на некотором расстоянии от оси структуры. Данный режим должен быть реализован при следовании сгустков внутри цуга с частотой от 1 до 5 МГц. Таким образом, длительность ВЧ-импульса должна быть регулируемой между 700 нс и 3,1 мкс. Оставшиеся сгустки в цуге не должны испытывать действия полей ВЧ-дефлекторов. Групповые скорости отклоняющих секций должны быть выбраны так, что при их длинах времена заполнения должны находиться в соответствии с частотой повторения сгустков.

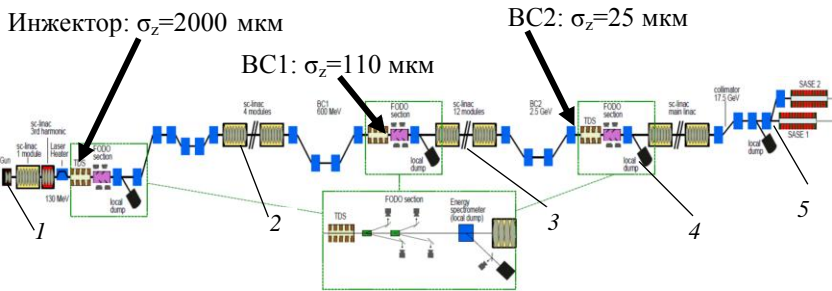


Рис. 2.1. Схема ускорительного комплекса XFEL: 1 – электронная пушка; 2 – СП ускоряющая секция на 0,5 ГэВ; 3 – СП ускоряющая секция на 2,0 ГэВ; 4 – СП ускоряющая секция на 17,5 ГэВ; 5 – ондуляторы

Задачей проектирования диагностических установок является достижение временного разрешения измерительных установок равной 1/10 от номинальной среднеквадратической длины сгустка.

Номинальная среднеквадратическая длина сгустка после BC2 составляет 25 мкм, которая соответствует желаемому разрешению 7 фс, однако такое разрешение должно потребовать слишком высокую входную ВЧ-мощность, и здесь требование на разрешение было снижено до 1/5 длины сгустка.

В табл. 2.1 приведены технические требования к ВЧ-дефлектору PITZ и трем дефлекторам проекта XFEL.

Таблица 2.1  
Основные установочные параметры на три отклоняющие секции XFEL и PITZ

Положение	PITZ и инжектор XFEL	BC1	BC2
Энергия пучка, МэВ	130	500	2000
Длина сгустка, мкм	2000	110	25
Временное разрешение, фс	130	20	14
Отклоняющее напряжение, МВ	1,7	18,5	26
Максимальная установочная длина секций, м	0,7	1,6	3,6
Время заполнения, нс	< 120	< 320	< 320
Входная мощность, МВт	2,5	26,3	2×20,7

Тип конструкции дефлекторов, их рабочая частота и рабочий вид колебаний должны быть выбраны исходя из предъявляемых требований. За время достаточного короткого импульса (700 нс – 3,1 мкс) отклоняющая структура должна заполниться ВЧ-мощностью, обеспечить требуемые характеристики на пике импульса и так же быстро вывести ВЧ-мощность. В течение остального времени влияние дефлектора на пролетающие в нем пучки из-за наведенных полей должно быть минимальным.

Выбор рабочей частоты целесообразно производить среди тех диапазонов, на которых работают прочие коммерчески доступные ВЧ-компоненты: это L- (1300 МГц), S- (3000 МГц), C- (5250 МГц) и X-диапазон (11200 МГц). Необходимо рассмотреть и сравнить рабочие характеристики дефлекторов в этих диапазонах при работе в режимах бегущей и стоячей волн.

Отклоняющее поле в структуре пропорционально  $f^{1/2}$ , следовательно, при работе в более высоком частотном диапазоне можно получить полное отклоняющее напряжение до 20 МВ с помощью сравнительно короткой структуры. Время заполнения ВЧ-мощностью в режиме бегущей волны и нарастания импульса в режиме стоячей, согласно (1.31) и (1.21), убывают с частотой как  $f^{-1/2}$  и  $f^{-3/2}$  соответственно. Однако при работе на высокой частоте возникает ряд сложностей, связанных с механической точностью изготовления изделия, а также с существенным ростом влияния наведенных полей «ближней зоны» ( $\sim f^3$ ). В силу этих двух причин из рассмотрения исключены частотные диапазоны X и C. Недостатком отклоняющих структур L-диапазона является слишком большое время заполнения ее ВЧ-энергией.

Исходя из изложенных выше рассуждений, а также раздела 1.4, наиболее подходящий и универсальный тип структуры для всех ВЧ-дефлекторов как в PITZ, так и для XFEL, – это КДВ, работающий в S-частотном диапазоне в режиме бегущей волны с набегом фазы  $120^\circ$  на период (вид колебаний  $2\pi/3$ ). Такое значение набега фазы является оптимумом между максимальной эффективностью (т.е. значением  $E\lambda/P^{1/2}$ ) и приемлемым значением групповой скорости.

Для технологичности изготовления структуры необходимо, чтобы конструкции отклоняющих ячеек всех проектируемых дефлекторов были идентичны. При этом дефлекторы для PITZ и для инжекторной части тракта XFEL будут идентичными устройствами, а дефлекторы в BC1 и BC2 будут отличаться от них лишь увеличенным числом ячеек.

К числу ЭДХ, которые следует учитывать при выборе варианта конструкции ВЧ-дефлектора, удовлетворяющего требованиям, приведенным в табл. 2.1, относятся следующие: погонное поперечное шунтовое сопротивление  $r_{ш.л.}$ , относительная групповая скорость  $\beta_{гр.}$ , коэффициент затухания ВЧ-мощности  $\alpha$ , величина максимальной напряженности электрического поля на поверхности  $E_{\text{Смакс}}$ .

Для получения заданных отклоняющих напряжений в трех указанных секциях при заданных установочных длинах и входных мощностях необходимо выполнение условия  $\frac{E\lambda}{\sqrt{P}} \approx (220-240) \text{ Ом}^{1/2}$ , а величина относительной групповой скорости  $|\beta_{гр.}| > 0,016$ , чтобы обеспечить требуемое время  $\tau_{\text{зап}}$  заполнения секции ВЧ-мощностью. На рис. 1.8 указаны три разности частот, являющиеся важными при проектировании структур. Для исключения возбуждения в структуре на рабочей частоте  $f_0$  волны нерабочей поляризации желательно иметь значения частотных разделений  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  более 10 МГц. Рабочая частота выбрана  $f_0 = 2997,2$  МГц.

При проектировании ячеек отклоняющей структуры важно рассмотреть условия возбуждения разных поляризаций моды  $E_{11}$ . В классическом КДВ волна на рабочей частоте может иметь любую поляризацию, таким образом, в волноводе без азимутальной асимметрии можно получить вращение плоскости поляризации моды вдоль дефлектора. Чтобы предотвратить такую возможность, необходимо создать азимутальную асимметрию в структуре, что ограничит число поляризаций до двух (рабочей и ортогональной к ней), а также приведет к разделению этих поляризаций по частоте. Некоторые способы фиксирования плоскости поляризации волны показаны на рис. 2.2. Первое решение (а) заключается в том, чтобы использовать два

дополнительных отверстия в диафрагме; второй вариант (*б*) – использовать апертурное отверстие овальной формы; также можно использовать два продольных металлических штыря, расположенных параллельно оси структуры (*в*), либо выполнить две оппозитные выточки в обечайке ячеек (*г*).

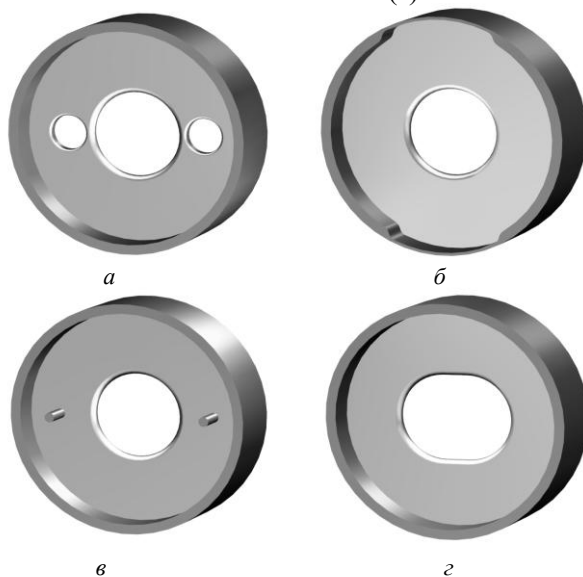


Рис. 2.2. Варианты исполнения ячеек дефлектора для разделения двух поляризаций: *а* – два отверстия в диафрагме; *б* – оппозитные выточки в обечайке ячейки; *в* – продольные стержни; *г* – овальное апертурное отверстие

## 2.2. Структура со стабилизирующими отверстиями

Структура с двумя отверстиями в диафрагме КДВ для стабилизации плоскости поляризации отклоняющей волны реализована при создании ВЧ-дефлекторов LOLA 2 и более поздних [22]. На рис. 2.3 изображена ячейка такой структуры с обозначением размеров.

Рассмотрим результаты расчетов с помощью программы CST Microwave Studio основных ЭДХ этой структуры в зависимости от радиуса отверстия в диафрагме, радиуса стабилизирующих отверстий и их положения. Размер апертury влияет, прежде всего, на величину поперечного шунтового сопротивления, а также

на величину и знак групповой скорости. Эти параметры являются определяющими при выборе размеров отклоняющей структуры.

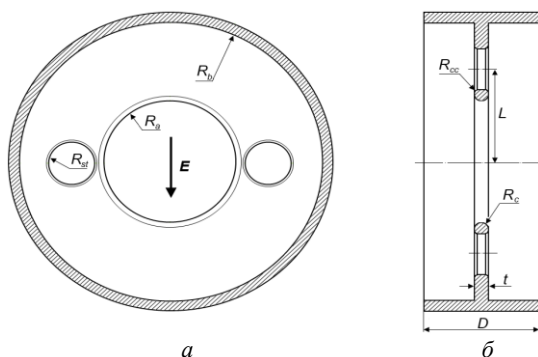


Рис. 2.3. Эскиз ячейки дефлектора со стабилизирующими отверстиями в диафрагме: *а* – поперечное сечение; *б* – продольное сечение

Период структуры  $D=33,34$  мм задан выбранной частотой 2997,2 МГц и видом колебаний  $2\pi/3$  согласно (1.29). В табл. 2.2 приведены значения основных геометрических размеров ячейки рассматриваемой отклоняющей структуры. Радиус обечайки  $R_b$  при каждом расчете настраивался так, чтобы частота рабочего вида колебаний была равна 2997,2 МГц.

Таблица 2.2

Основные геометрические размеры ячейки дефлектора со стабилизирующими отверстиями, мм

$R_a$	Радиус апертуры	19,80 – 23,00
$R_b$	Радиус обечайки	54 – 56
$R_{st}$	Радиус стабилизирующего отверстия	4 – 9
$L$	Расстояние от оси структуры до оси стабилизирующего отверстия	34,5 – 44,5
$t$	Толщина диафрагмы	5,4
$R_c$	Радиус скругления диафрагмы в области пролетного канала	2,7
$R_{cc}$	Радиус скругления диафрагмы в области стабилизирующих отверстий.	1,2

В табл. 2.3. сведены результаты расчетов зависимости ЭДХ от радиуса апертуры  $R_a$  при неизменных значениях следующих размеров:  $t=5,4$  мм,  $R_{st}=9,0$  мм,  $L=34,65$  мм.

Значения радиусов скруглений кромок апертурного и стабилизирующих отверстий выбраны исходя из технологических особенностей процесса изготовления ячеек. По этим данным построены графики, изображенные на рис. 2.4–2.7. Величины времени заполнения структуры ВЧ-мощностью  $\tau$  и полного отклоняющего потенциала  $V_{\perp}$  вычислены, исходя из общего количества ячеек структуры, равного 14, проектируемой для РИТЗ, и значения питающей ВЧ-мощности – 2,5 МВт. Частотные разделения  $\Delta f_1$  (–34 МГц),  $\Delta f_2$  (–24 МГц) и  $\Delta f_3$  (10 МГц) от радиуса апертуры зависят слабо, поэтому в данном исследовании их значения опущены.

Таблица 2.3  
Зависимость ЭДХ отклоняющей структуры от радиуса апертуры

$R_a$ , мм	19,80	20,00	20,60	21,00	21,55	22,00	22,60	23,00
$R_b$ , мм	55,90	55,83	55,62	55,49	55,33	55,21	55,06	54,97
$R_d/\lambda$	0,198	0,2	0,206	0,21	0,215	0,22	0,226	0,23
$\beta_{rp}$ , %	–3,03	–2,92	–2,53	–2,22	–1,75	–1,31	–0,9	–0,17
$\tau_{зап}$ , нс	51,4	53,4	61,6	70,0	89,0	118,8	238,6	907,7
$r_{ш\perp}$ , МОм/м	19,25	18,87	17,87	17,10	16,08	15,10	13,06	7,67
$Q$	11880	11830	11810	11760	11760	11770	11780	11780
$\alpha$ , 1/м	0,087	0,091	0,105	0,12	0,153	0,204	0,408	3,63
$E_{\perp}\lambda/P^{1/2}$ , Ом <sup>1/2</sup>	184	185	194	203	222	248	327	1045
$k_{ш}$	3,7	3,8	4,0	4,1	4,3	4,5	4,7	4,8
$E_{макс}/H_{макс}$ , В/А	252	255	265	268	272	278	283	295
$V_{\perp}$ , МВ	1,36	1,38	1,44	1,5	1,65	1,84	1,98	6,32

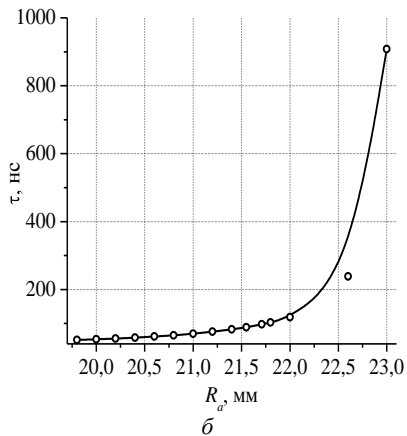
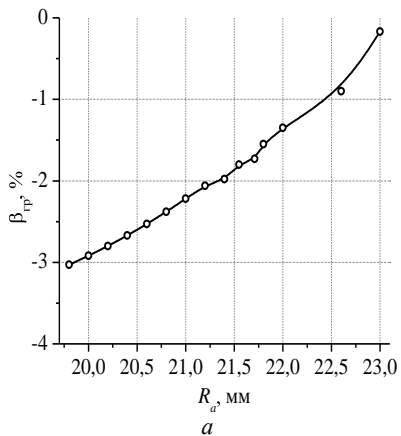


Рис. 2.4. Зависимость относительной групповой скорости (а) и времени заполнения ВЧ-мощностью (б) структуры из 14 ячеек от радиуса апертуры

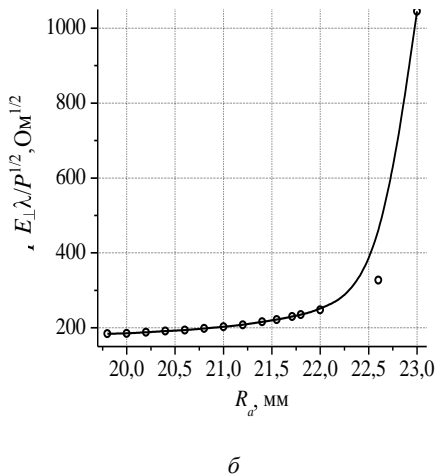
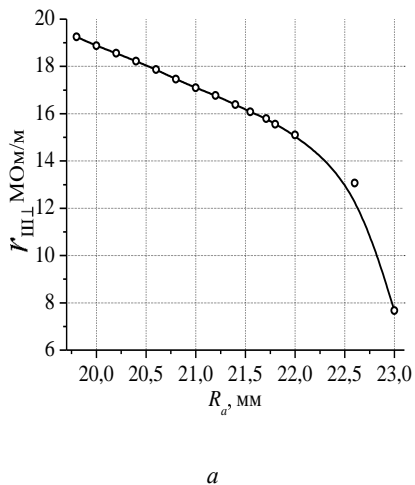
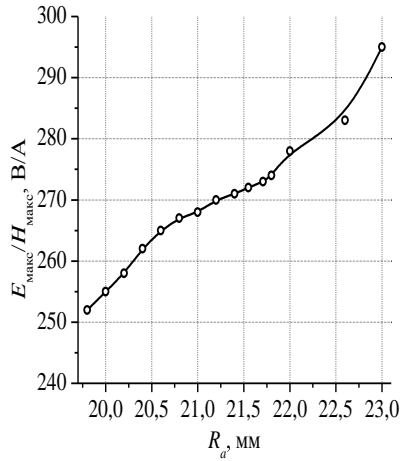
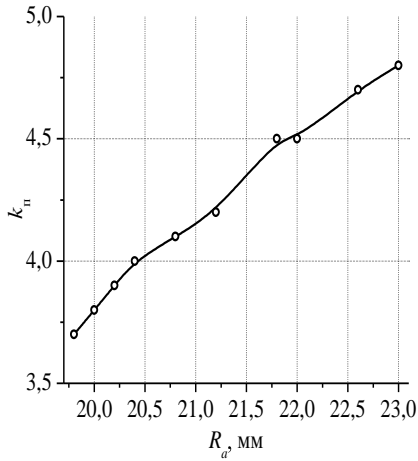


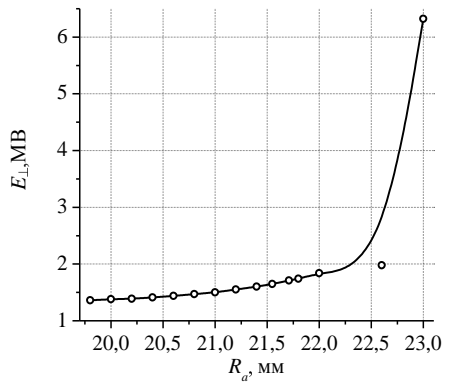
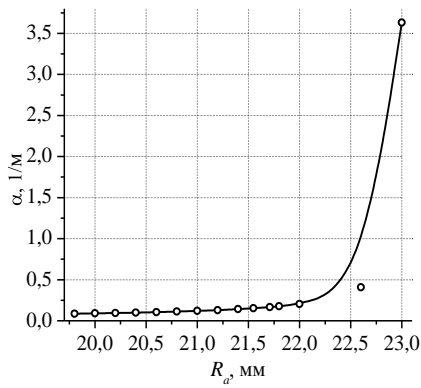
Рис. 2.5. Зависимость шунтового сопротивления (а) и приведенной напряженности отклоняющего поля (б) от радиуса апертуры



*a*

*б*

Рис. 2.6. Зависимость коэффициента перенапряженности (*a*) и отношения  $E_{\max}/H_{\max}$  (*б*) от радиуса апертуры



*a*

*б*

Рис. 2.7. Зависимость коэффициента затухания (*a*) и отклоняющего потенциала (*б*) при входной мощности 2,5 МВт от радиуса апертуры

Результаты расчетов зависимости ЭДХ от радиуса стабилизирующих отверстий  $R_{st}$  при неизменных значениях следующих размеров:  $R_a=21,71$  мм,  $L=34,65$  мм и  $t=5,4$  мм, сведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4  
Зависимость ЭДХ структуры от радиуса стабилизирующих отверстий  $R_{st}$

$R_{st}$ , мм	4	5	6	7	8	9
$R_b$ , мм	55,698	55,671	55,628	55,562	55,468	55,33
$\beta_{гр}$ , %	-1,77	-1,77	-1,77	-1,77	-1,76	-1,75
$\tau$ , нс	88,2	88,2	88,2	88,1	88,2	89,0
$\alpha$ , 1/м	0,144	0,145	0,146	0,147	0,149	0,153
$E\lambda/P^{1/2}$ , Ом <sup>1/2</sup>	220	220	220	220	221	222
$k_{II}$	4,28	4,28	4,28	4,28	4,28	4,28
$E_{макс}/H_{макс}$ , В/А	283	277	274	285	282	270
$V_{\perp}$ , МВ	1,64	1,64	1,63	1,63	1,64	1,64
$r_{III\perp}$ , МОм/м	16,85	16,77	16,62	16,48	16,33	16,08
$Q$	12340	12280	12180	12080	11970	11760
$k_{св}$ , %	8,43	8,45	8,50	8,58	8,61	8,53
$\Delta f_1$ , МГц	-3,32	-6,15	-10,19	-16,24	-24,42	-35,40
$\Delta f_2$ , МГц	7,68	4,83	0,76	-5,34	-13,57	-24,62
$\Delta f_3$ , МГц	11,06	11,06	11,07	11,09	11,10	11,01

На рис. 2.8 изображены дисперсионные кривые волны  $E_{11}$  при различных радиусах стабилизирующих отверстий. С помощью  $f_p$  и  $f_o$  обозначены рабочая (параллельная) и ортогональная (паразитная) поляризации соответственно. Графики зависимостей частотных разделений  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  показаны на рис. 2.9.

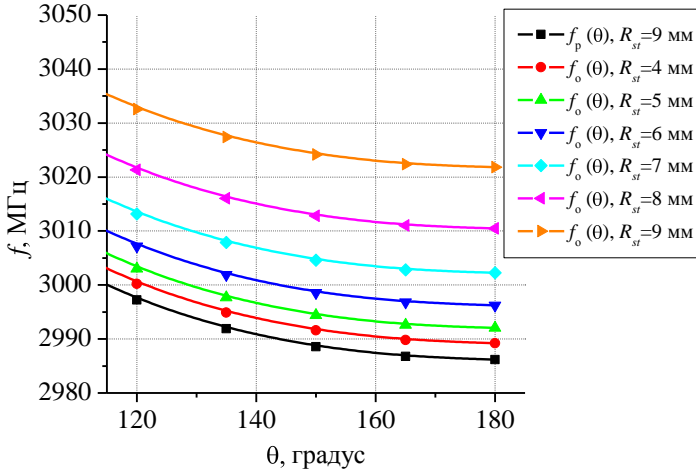


Рис. 2.8. Дисперсионные кривые волны  $E_{11}$  при различных радиусах стабилизирующих отверстий  $R_{st}$

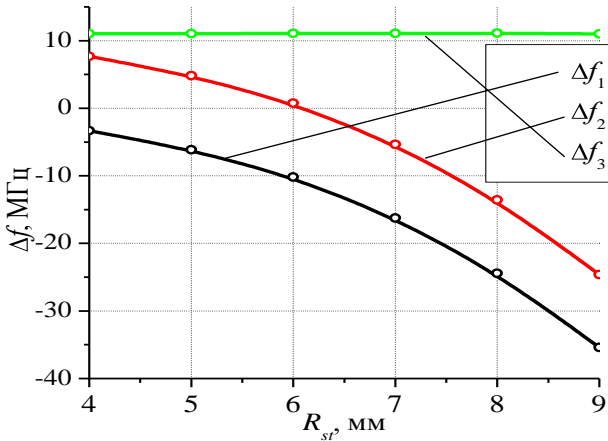


Рис. 2.9. Зависимости разниц частот  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  от радиуса стабилизирующих отверстий  $R_{st}$

Величина радиуса стабилизирующих отверстий практически не влияет на дисперсионную характеристику рабочей поляризации, так как через них связь между ячейками на рабочей поляризации не осуществляется, поэтому на рис. 2.9 она указана только для одного радиуса стабилизирующих отверстий  $R_{st}=9$  мм.

Видно, что при этом значении радиуса частотные разделения между рабочей и ортогональной поляризациями максимальны.

Результаты исследования зависимости ЭДХ от расстояния от осей стабилизирующих отверстий до оси структуры  $L$  при размерах  $R_a=21,71$  мм,  $R_{st}=9$  мм и  $t=5,4$  мм сведены в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Зависимость ЭДХ отклоняющей структуры  
от положения стабилизирующих отверстий  $L$

$L$ , мм	34,65	34,71	34,81	34,91	36,71	38,71	40,71
$R_b$ , мм	55,27	55,278	55,285	55,296	55,541	55,592	55,631
$\beta_{Гр}$	-1,76	-1,78	-1,78	-1,78	-1,78	-1,78	-1,78
$\tau$ , нс	88,25	87,36	87,09	87,09	87,36	87,09	87,09
$\alpha$ , 1/м	0,145	0,146	0,1444	0,1444	0,146	0,1444	0,1434
$\frac{E\lambda/P^{1/2}}{O_m^{1/2}}$	221	221	221	220	219	219	219
$k_{ц}$	4,28	4,28	4,28	4,28	4,28	4,28	4,28
$\frac{E_{\max}/H_{\max}}{B/A}$	282	285	287	287	285	287	288
$V_{\perp}$ , МВ	1,64	1,63	1,63	1,63	1,63	1,63	1,63
$r_{ш\perp}$ , МОМ/М	16,33	16,35	16,39	16,41	16,51	16,65	16,73
$Q$	11960	12010	12050	12050	12090	12190	12250
$k_{св}$ , %	8,71	8,71	8,7	8,69	8,62	8,56	8,51
$\Delta f_1$ , МГц	-24,42	-24,10	-23,57	-23,05	-13,90	-4,99	2,78
$\Delta f_2$ , МГц	-13,57	-13,22	-12,63	-12,05	-1,91	8,01	16,66
$\Delta f_3$ , МГц	11,10	11,22	11,25	11,25	11,22	11,18	11,17

Дисперсионные зависимости рабочей ( $f_p$ ) и ортогональной ( $f_o$ ) волн изображены на рис. 2.10. Как следует из расчетов, положение стабилизирующих отверстий не влияет на дисперсионную кривую рабочей поляризации, поэтому на рис. 2.10 она приведена только для  $L=34,65$  мм. Зависимости частотных разделений  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  показаны на рис. 2.11.

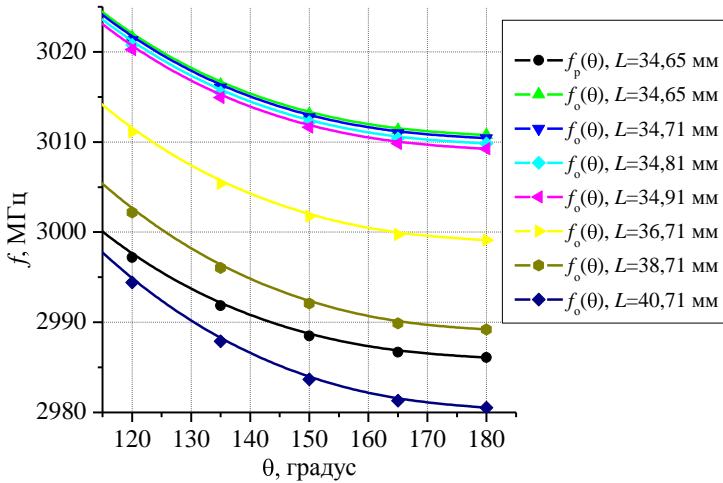


Рис. 2.10. Дисперсионные кривые волны  $E_{11}$  при различных положениях стабилизирующих отверстий  $L$ :  $f_o$  – ортогональная поляризация;  $f_p$  – рабочая поляризация

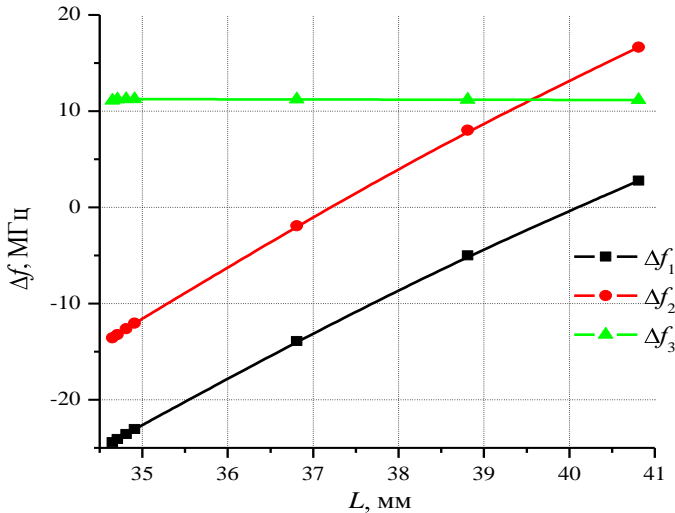


Рис. 2.11. Зависимости разниц частот  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  от положения стабилизирующих отверстий  $L$

Из рис. 2.11 видно, что оптимальные величины  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  достигаются при меньших  $L$ , т.е. при близком положении стабилизирующих отверстий к апертуре.

### 2.3. Структура с оппозитными выточками в обечайке ячейки

Геометрия исследуемой ячейки отклоняющей структуры изображена на рис. 2.12 [32].

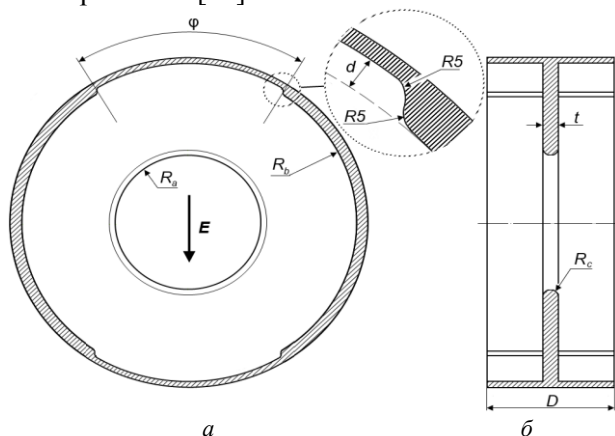


Рис. 2.12. Эскиз ячейки дефлектора с оппозитными выточками в обечайке ячейки: *a* – поперечное сечение; *б* – продольное сечение

Начальные размеры данной геометрии сведены в табл. 2.6. Величина радиуса апертуры  $R_a=21,71$  мм взята по результатам исследований структуры с двумя стабилизирующими отверстиями.

Таблица 2.6

Основные геометрические размеры ячейки дефлектора с оппозитными выточками

$D$ , мм	Период структуры	33,34
$R_a$ , мм	Радиус апертуры	21,71
$R_b$ , мм	Радиус обечайки	54 – 56
$t$ , мм	Толщина диафрагмы	5,4
$\varphi$ , градус	Угол раствора выточки	5 – 70
$d$ , мм	Радиальная глубина выточек в обечайке	0,5 – 2,0
$R_c$ , мм	Радиус скругления диафрагмы в области апертуры	2,7
	Радиус скругления кромок выточек в обечайке	5

Для данной геометрии исследовали влияние глубины  $d$  и угла раствора выточек  $\varphi$  в обечайках на ЭДХ структуры, состоящей из 14 ячеек при входной мощности 2,5 МВт. В табл. 2.7 представлены результаты расчетов.

Таблица 2.7

Зависимость ЭДХ отклоняющей структуры от размеров выточек  
в обечайках ячеек

$d$ , мм	0,5				1,0			
	10	30	50	70	10	30	50	70
$\varphi_2$ , °	10	30	50	70	10	30	50	70
$R_b$ , мм	55,624	55,517	55,416	55,333	55,591	55,382	55,183	55,01
$\beta_{гр}$ , %	-1,59	-1,61	-1,63	-1,62	-1,62	-1,56	-1,59	-1,78
$\tau_{заб}$ , нс	97,6	96,4	95,8	95,6	96,0	99,9	97,6	87,2
$r_{пл}$ , МОМ/М	18,0	18,0	18,1	18,0	18,0	16,2	18,0	18,0
$Q$	12000	12000	12000	12000	12000	12000	12000	12000
$\alpha$ , 1/М	0,163	0,161	0,161	0,160	0,161	0,186	0,163	0,145
$E_{11} \lambda / P^{1/2}$ , ОМ <sup>1/2</sup>	233	231	232	230	231	235	233	220
$k_{пл}$	4,18	4,24	4,28	4,32	4,18	4,11	4,27	4,15
$E_{макс} / H_{макс}$ , В/А	285	288	283	290	289	283	290	279
$V_L$ , МВ	1,72	1,71	1,71	1,70	1,71	1,74	1,72	1,62
$\Delta f_1$ , МГц	-1,7	-7,1	-11,6	-14,2	-3,5	-13,7	-22,3	-28,5
$\Delta f_2$ , МГц	7,7	2,5	-2,1	-5,1	6,1	-4,4	-13,4	-20,0
$\Delta f_3$ , МГц	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0
$d$ , мм	1,5				2,0			
	10	30	50	70	10	30	50	70
$R_b$ , мм	55,568	55,257	55,1	54,693	55,546	55,14	55,738	55,385
$\beta_{гр}$ , %	-1,62	-1,62	-1,62	-1,65	-1,62	-1,62	-1,62	-1,62
$\tau_{заб}$ , нс	96	96	96	94	96	96	96	96
$r_{пл}$ , МОМ/М	17,2	18,1	18,0	18,1	17,9	18,0	18,1	18,0
$Q$	12000	12000	12000	11900	12000	12000	12000	12000
$\alpha$ , 1/М	0,161	0,161	0,161	0,159	0,161	0,161	0,161	0,161
$E_{11} \lambda / P^{1/2}$ , ОМ <sup>1/2</sup>	231	231	231	240	231	231	231	231
$k_{пл}$	4,07	4,13	4,23	4,47	4,25	4,2	4,29	4,15
$E_{макс} / H_{макс}$ , В/А	283	290	293	276	298	306	290	281
$V_L$ , МВ	1,71	1,71	1,71	1,77	1,71	1,70	1,71	1,71
$\Delta f_1$ , МГц	-4,5	-18,9	-25,8	-41,9	-5,8	-25,3	-43,4	-56,5
$\Delta f_2$ , МГц	5,3	-9,8	-17,1	-34,1	3,9	-16,6	-35,6	-49,4
$\Delta f_3$ , МГц	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0

На рис. 2.13 показаны результаты расчетов частотных разделений  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  в функции угла раствора выточек  $\varphi$  при различных величинах  $d$ , а на рис. 2.14 изображены графики дисперсионных кривых ортогональной поляризации волны  $E_{11}$ .

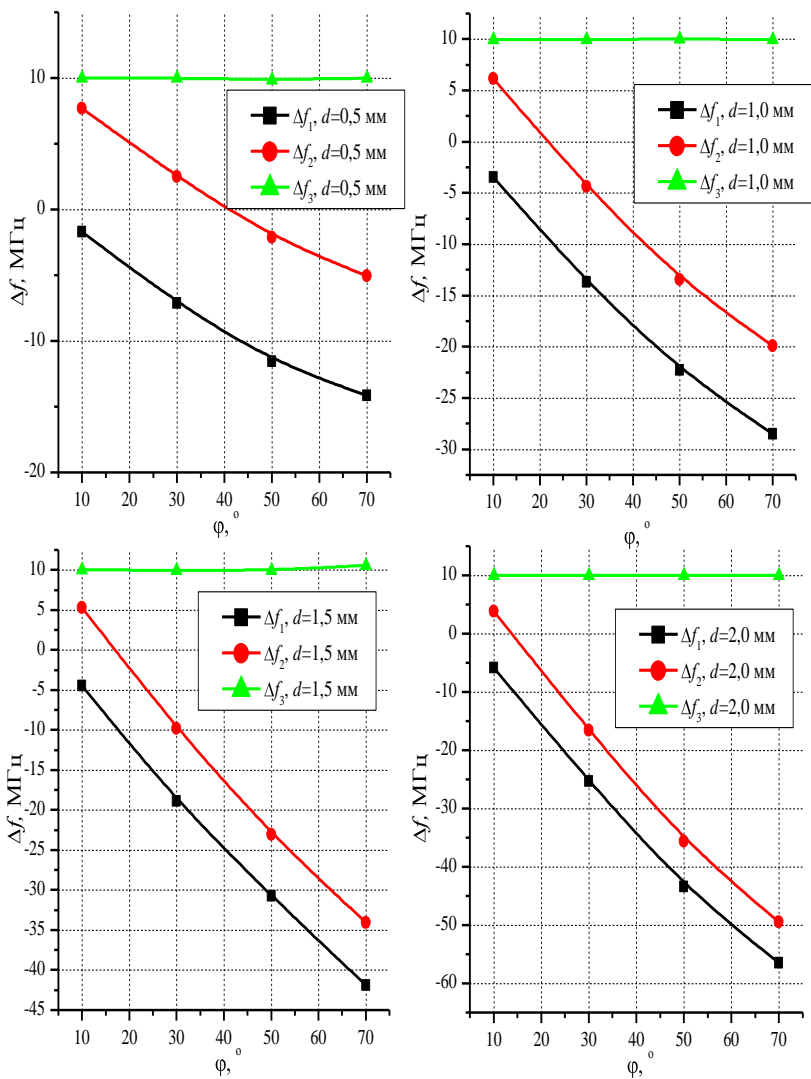


Рис. 2.13. Зависимости разниц частот  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  от угла  $\varphi$  при различных глубинах выточек  $d$

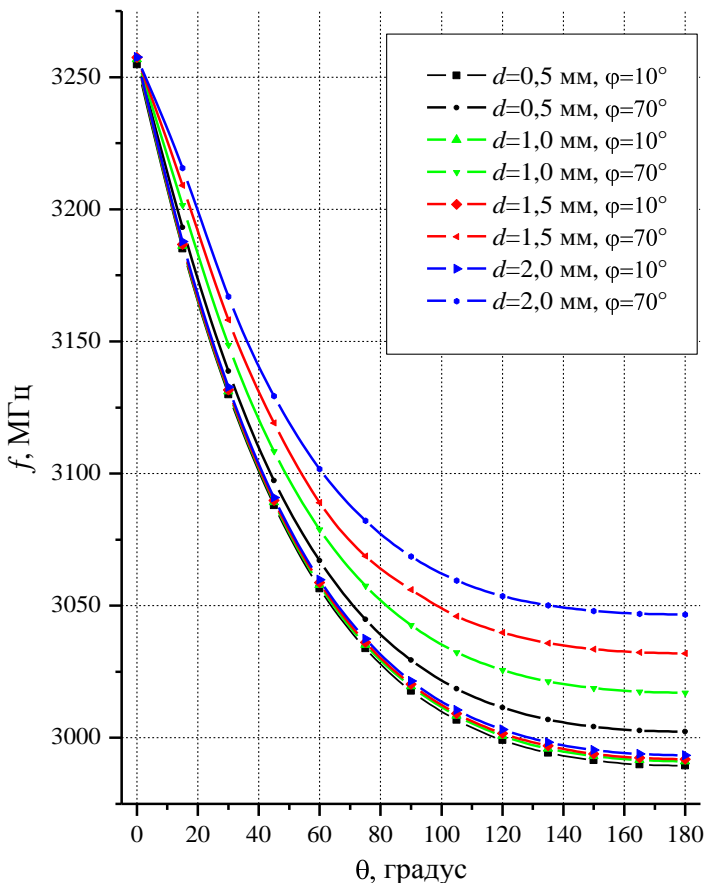


Рис. 2.14. Дисперсионные кривые ортогональной поляризации волны  $E_{11}$  при различных глубинах выточек  $d$  и углах раствора  $\varphi$

В данной геометрии отклоняющей структуры выточки в обечайках ячеек не влияют на электромагнитную связь между ячейками, и в силу этого ЭДХ структуры на рабочей поляризации, включая частотное разделение  $\Delta f_3$ , от их форм не зависят. Однако геометрия выточек оказывает влияние на дисперсионную характеристику ортогональной поляризации волны.

## 2.4. Структура с продольными стержнями

Геометрия исследуемой ячейки отклоняющей структуры изображена на рис. 2.15 [33].

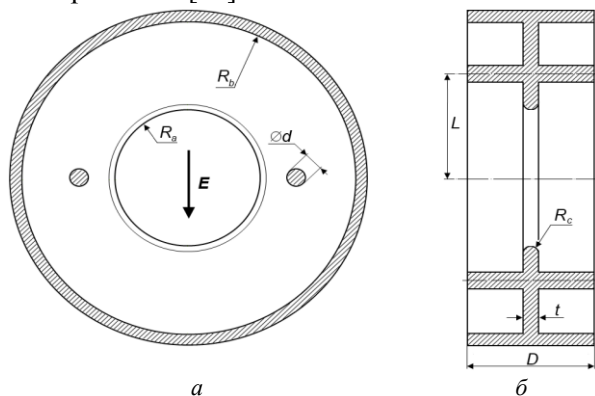


Рис. 2.15. Эскиз ячейки дефлектора с продольными стержнями:  
*a* – поперечное сечение; *б* – продольное сечение

Начальные размеры данной геометрии сведены в табл. 2.8. Радиус апертуры выбран по результатам настройки предыдущих конструкций ячеек –  $R_a = 21,71$  мм.

Таблица 2.8  
 Основные геометрические размеры ячейки дефлектора с продольными стержнями, мм

$D$	Период структуры	33,34
$R_a$	Радиус апертуры	21,71
$R_b$	Радиус обечайки	54 – 56
$t$	Толщина диафрагмы	5,4
$d$	Диаметр стержней	2,5 – 6,5
$L$	Расстояние между осями стержней и осью структуры	35 – 45
$R_c$	Радиус скругления диафрагмы в области апертуры	2,7

Для данной геометрии исследовали влияние диаметра стержней  $d$  и расстояние  $L$  между их осями центральной осью на ЭДХ структуры, состоящей из 14 ячеек при входной мощности 2,5 МВт. В табл. 2.9 представлены результаты расчетов.

Таблица 2.9

$d$ , мм	Зависимости ЭДХ отклоняющей структуры от размеров и положения стержней														
	2,5			3,5			4,5			5,5			6,5		
$L$ , мм	35	40	45	35	40	45	35	40	45	35	40	45	35	40	45
$R_b$ , мм	55,704	55,682	55,674	55,722	55,697	55,674	55,787	55,716	55,69	55,847	55,741	55,702	55,919	55,771	55,716
$\beta_{np}$ , %	-1,63	-1,62	-1,63	-1,62	-1,62	-1,62	-1,64	-1,64	-1,62	-1,64	-1,65	-1,65	-1,66	-1,64	-1,62
$\tau_{ант}$ , нс	95,6	95,8	95,6	95,8	95,8	95,8	94,6	94,6	95,8	94,6	94,0	94,0	93,5	94,6	95,8
$r_{шт+}$ , МОм/М	18,0	18,13	18,16	18,2	18,3	18,4	17,8	18,0	18,1	17,7	18,0	18,1	17,6	18,0	18,1
$Q$	12000	12100	12100	12000	12100	12100	12000	12000	12100	11900	12000	12100	11800	12000	12100
$\alpha$ , 1/М	0,16	0,16	0,16	0,16	0,16	0,160	-0,16	0,16	0,16	0,161	0,158	-0,157	0,159	0,159	0,16
$E_{\lambda} \lambda / p^{1/2}$ , Ом <sup>1/2</sup>	240	240	240	240	240	240	239	238	241	239	239	239	237	239	240
$k_n$	4,01	3,97	4,02	4,01	4,03	4,0	4,01	4,02	4,0	4,07	4,01	4,04	4,05	4,01	4,01
$E_{антс}/H_{антс}$ , В/А	269	268	270	269	270	268	269	269	269	273	270	271	271	269	269
$V_L$ , МВ	17,77	1,77	1,77	1,78	1,78	1,78	1,76	1,76	1,78	1,76	1,76	1,76	1,74	1,76	1,78
$\Delta f_1$ , МГц	-442	-254	-151	-420	-286	-173	-537	-317	-195	-580	-347	-217	-621	-376	-239
$\Delta f_2$ , МГц	-469	-262	-150	-445	-297	-174	-578	-331	-198	-628	-364	-221	-676	-397	-246
$\Delta f_3$ , МГц	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10

По результатам расчетов видно, что в данной геометрии форма и положение штырей оказывают влияние только на частотное разделение между основной и ортогональной поляризациями. На рис. 2.16 построены графики зависимостей частотных разделений  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  от расстояния между осью отклоняющей структуры и осями стержней  $L$  при различных диаметрах этих стержней  $d$ , а на рис. 2.17 изображены дисперсионные характеристики ортогональной поляризации волны  $E_{11}$ .

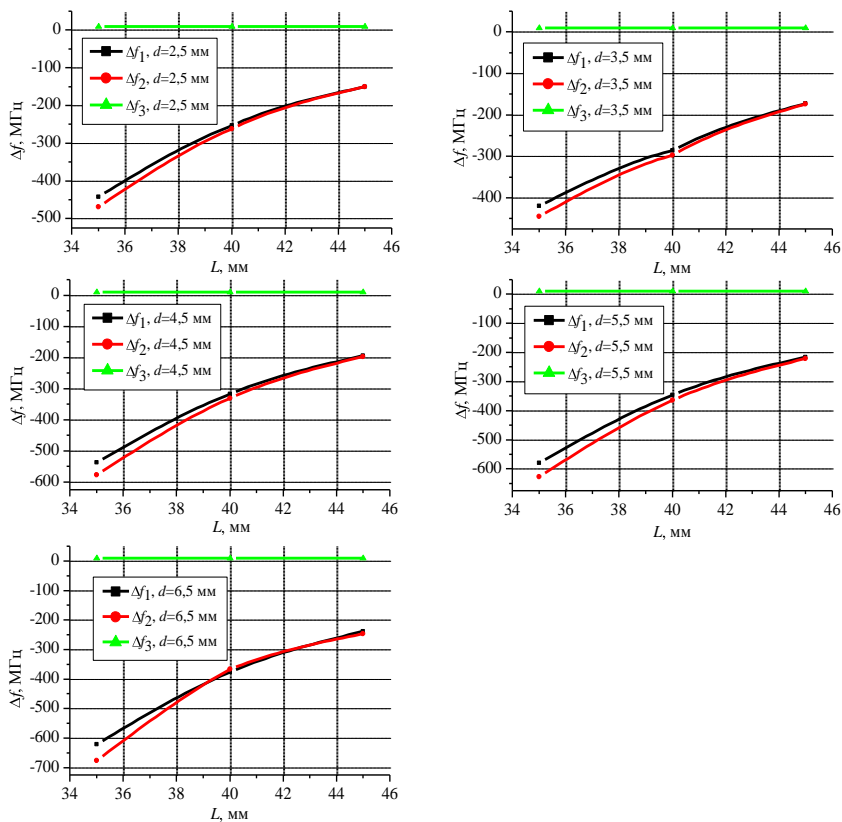


Рис. 2.16. Зависимости разниц частот  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  от положения стержней  $L$  при различных диаметрах стержней  $d$

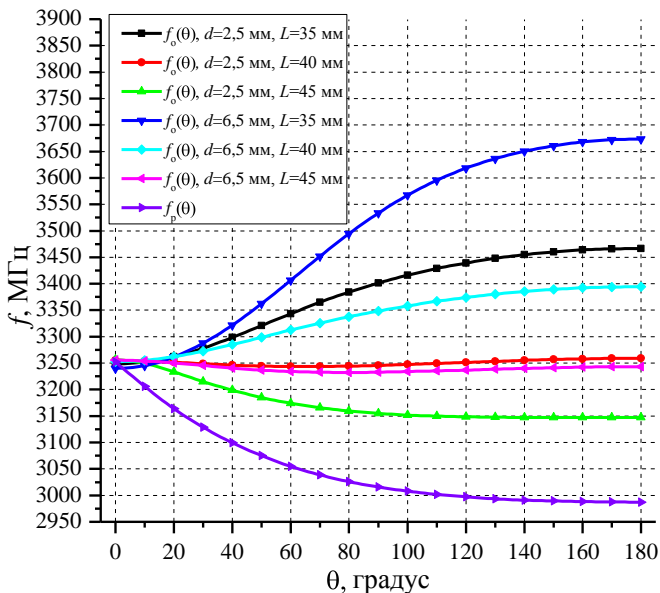


Рис. 2.17. Дисперсионные кривые волны  $E_{11}$  при различных диаметрах стержней  $d$  и их положениях  $L$ :  $f_o$  – ортогональная поляризация;  $f_p$  – рабочая поляризация

По результатам расчетов видно, что продольные стержни сильно влияют на частоту ортогональной поляризации волны  $E_{11}$ . Дисперсия этой поляризации меняет знак с отрицательного при положении стержней близком к апертуре на положительный при их отдалении в сторону обечайки ячейки.

## 2.5. Структура с овальным апертурным отверстием

Геометрия исследуемой ячейки отклоняющей структуры изображена на рис. 2.18 [32].

ЭДХ данной геометрии отклоняющей ячейки исследовали при вариации формы апертурного отверстия, изменяя при этом длину его прямолинейного участка и радиус (соответственно  $h$  и  $R_a$ ) в диапазоне значений, указанных в табл. 2.10. Величины времени заполнения структуры ВЧ-мощностью  $\tau$  и полного отклоняющего потенциала  $V_1$  вычислены, исходя из общего количества ячеек

структуры (14 ячеек), проектируемой для РИТЗ, и значения питающей ВЧ-мощности – 2,5 МВт.

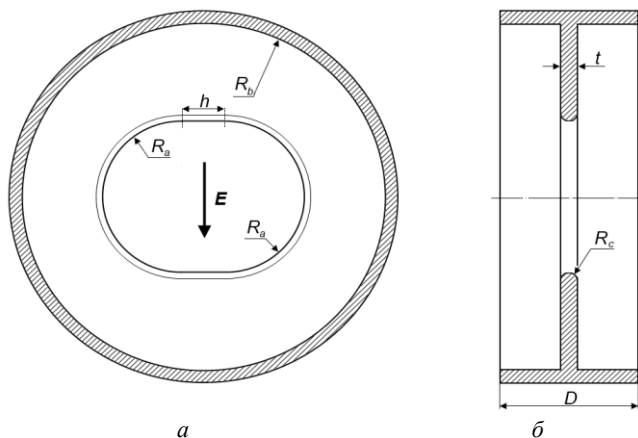


Рис. 2.18. Эскиз ячейки дефлектора с апертурным отверстием овальной формы: *a* – поперечное сечение; *б* – продольное сечение

Таблица 2.10  
Основные геометрические размеры ячейки дефлектора с овальной апертурой, мм

$D$	Период структуры	33,34
$R_a$	Радиус апертуры	18,0 – 21,71
$R_b$	Радиус обечайки	54 – 56
$t$	Толщина диафрагмы	5,4
$h$	Длина прямолинейного участка апертурного отверстия	0,5 – 7,0
$R_c$	Радиус скругления диафрагмы в области апертуры	2,7

Результаты расчетов ЭДХ при вариации размеров сведены в табл. 2.11, по этим данным построены графики на рис. 2.19. На рис. 2.19 представлены следующие графики: *a* – групповая скорость; *б* – коэффициент затухания; *в* – погонное шунтовое

сопротивление;  $\varepsilon$  – приведенная напряженность отклоняющего поля.

Таблица 2.11

Зависимость ЭДХ отклоняющей структуры от длины прямолинейного участка апертуры  $h$  при различных значениях радиуса  $R_a$

$R_{ср}$ , мм	18,0							
$h$ , мм	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	4,0	6,0	7,0
$R_b$ , мм	57,010	56,868	56,720	56,567	56,256	56,157	55,227	54,858
$\beta_{гд}$ , %	-3,34	-3,37	-3,36	-3,34	-3,22	-3	-2,63	-2,32
$\tau_{зат}$ , нс	46,6	46,2	46,3	46,6	48,4	51,9	59,2	67,1
$\alpha$ , 1/м	0,073	0,073	0,073	0,074	0,077	0,084	0,097	0,111
$E_{1\lambda}/P^{1/2}$ , Ом <sup>1/2</sup>	192	191	191	191	194	201	213	226
$k_{гн}$	3,19	3,32	3,5	3,58	3,79	4	4,27	4,29
$E_{макс}/H_{макс}$ , В/А	229	237	248	253	268	281	304	311
$V_L$ , МВ	1,42	1,41	1,41	1,41	1,43	1,48	1,57	1,67
$r_{гнL}$ , МОм/м	25,26	25	24,9	24,6	24,3	24	23,24	23
$Q$	12900	12800	12800	12700	12600	12500	12300	12200
$\Delta f_1$ , МГц	-6,9	-13,7	-21,1	-29,1	-45,5	-52,2	-103,9	-128,8
$\Delta f_2$ , МГц	17,0	9,7	2,0	-6,4	-23,8	-31,4	-85,8	-112,3
$\Delta f_3$ , МГц	24,1	24,0	23,8	22,8	13,2	21,6	18,0	15,5
$R_{ср}$ , мм	20,0							
$h$ , мм	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	4,0	6,0	7,0
$R_b$ , мм	56,157	56,010	55,858	55,703	55,388	55,060	54,377	54,020
$\beta_{гд}$ , %	-2,8	-2,76	-2,63	-2,4	-2,05	-1,6	-0,6	-0,04
$\tau$ , нс	55,6	56,4	59,2	64,9	75,9	97,3	259,5	389,0
$\alpha$ , 1/м	0,089	0,090	0,095	0,105	0,123	0,159	0,428	0,647
$E_{1\lambda}/P^{1/2}$ , Ом <sup>1/2</sup>	195	196	200	209	225	255	407	1566
$k_{гн}$	3,86	4	4,13	4,25	4,44	4,6	4,73	4,81
$E_{макс}/H_{макс}$ , В/А	250	258	266	274	288	301	321	332
$V_L$ , МВ	1,44	1,45	1,48	1,54	1,66	1,88	3,01	11,55
$r_{гнL}$ , МОм/м	21,4	21,3	21	20,8	20,5	20,4	19,4	18,95
$Q$	12627	12606	12523	12500	12411	12340	12238	12142
$\Delta f_1$ , МГц	-8,0	-16,2	-25,0	-34,1	-53,4	-74,4	-121,1	-147,0
$\Delta f_2$ , МГц	10,4	1,4	-8,1	-18,2	-39,4	-62,5	-114,1	-142,9
$\Delta f_3$ , МГц	18,5	17,6	16,7	15,6	13,2	10,4	3,2	-1,1

$R_{об}$ , мм	21,5							
$h$ , мм	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	4,0	6,0	7,0
$R_{об}$ , мм	55,610	55,460	55,319	55,170	54,866	55,388	53,906	54,858
$\beta_{гп}$ , %	-1,6	-1,44	-1,22	-0,97	-0,48	-0,09	1,51	2,32
$\tau$ , нс	97,3	108,1	127,6	160,5	324,4	1730	103,1	67,1
$\alpha$ , 1/м	0,157	0,175	0,207	0,262	0,531	2,847	0,170	0,111
$E_1 \lambda / P^{1/2}$ , Ом <sup>1/2</sup>	243	255	276	308	434	996	238	191
$k_{гп}$	4,2	4,2	4,2	4,2	4,3	4,3	4,3	4,3
$E_{МАКС} / H_{МАКС}$ , В/А	261	270	277	286	300	309	330	331
$V_L$ , МВ	1,79	1,88	2,03	2,27	3,20	7,35	1,76	1,41
$r_{III-L}$ , МОМ/М	18,74	18,6	18,35	18,1	17,74	17,4	16,7	16,4
$Q$	12484	12479	12430	12363	12333	12256	12231	12154
$\Delta f_1$ , МГц	-9,1	-18,5	-27,8	-37,7	-58,6	-80,9	-115,9	-143,2
$\Delta f_2$ , МГц	1,1	-9,5	-20,0	-31,2	-54,9	-74,6	-112,2	-137,2
$\Delta f_3$ , МГц	10,0	8,6	7,0	5,4	1,7	-2,4	-12,0	-17,6

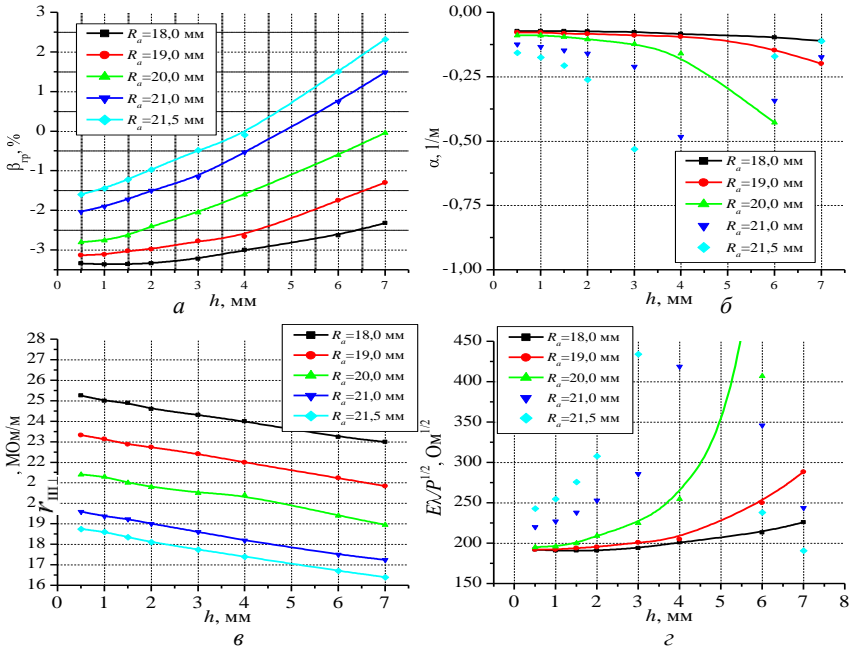


Рис. 2.19. Зависимости ЭДХ отклоняющей структуры с овальным апертурным отверстием от длины прямолинейного участка  $h$  при различных радиусах апертуры  $R_{ов}$

Особенностью конструкции с овальной апертурой является то, что при увеличении длины прямолинейного участка апертурного отверстия изменяется знак дисперсии рабочей поляризации с отрицательного при малых  $h$  на положительный при увеличении его значения. Это связано с тем, что изменение формы апертуры влияет на соотношения связей между ячейками по электрическому и по магнитному полю. На рис. 2.20 изображены некоторые характерные дисперсионные зависимости.

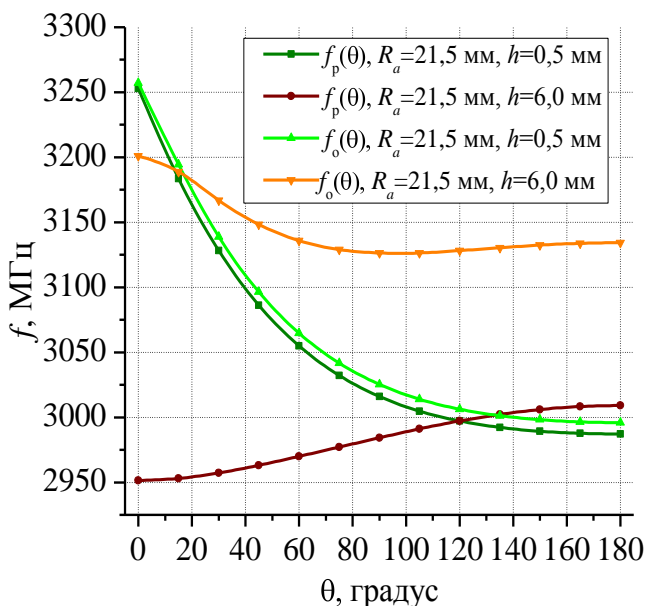


Рис. 2.20. Дисперсионные кривые волны  $E_{11}$  при диаметре апертуры 21,5 мм и различных длинах ее прямолинейного участка:  $f_o$  – ортогональная поляризация;  $f_p$  – рабочая поляризация

Графики зависимостей частотных разделений  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  изображены на рис. 2.21.

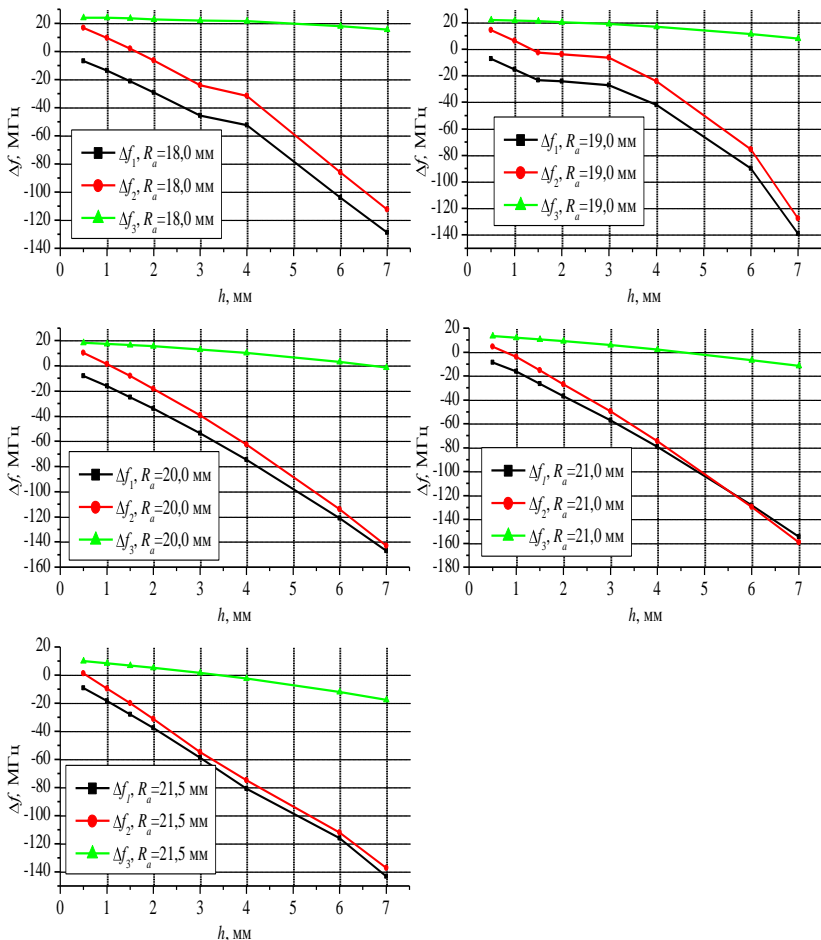


Рис. 2.21. Зависимости разниц частот  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  и  $\Delta f_3$  от длины прямолинейного участка  $h$  при различных радиусах апертуры  $R_a$

## 2.6. Выбор отклоняющей структуры

В табл. 2.12 приведены рассчитанные ЭДХ исследованных отклоняющих структур, изображенных на рис. 2.2 (обозначения размеров показаны на рис. 2.3, 2.12, 2.15 и 2.18).

Таблица 2.12

Геометрические и параметры и ЭДХ отклоняющей структуры  
с различными способами стабилизации

Параметр	Значение				
	Вариант структуры (см. рис. 2.2)				
	1 (а)	2 (б)	3 (в)	4 (г)	5 (д)
$R_a$ , мм	21,71	21,5	21,71	20,5	21,5
$R_b$ , мм	55,278	55,035	55,700	55,547	54,424
$L$ , мм	34,81	–	–	–	–
$R_{st}$ , мм	9,0	–	–	–	–
$h$ , мм	–	–	–	1,7	6,5
$\varphi$ , град	–	65	–	–	–
$d$ , мм	–	1	5	–	–
$\alpha$ , 1/м	0,146	0,147	0,118	0,125	0,121
$\beta_{гр}$ , %	–1,7	–1,7	–1,6	–1,8	1,8
$r_{ш\perp}$ , МОм/м	17,1	17,2	18,1	19,3	17,2
$Q$	11800	12300	12100	12300	11650
$\Delta f_1$ , МГц	–34,1	–30	–217	–30	–109
$\Delta f_2$ , МГц	–24,3	–17	–221	–17	–115
$\Delta f_3$ , МГц	9,9	10,8	10	12,5	–14,8
$E_{\perp} \lambda / P^{1/2}$ , Ом <sup>1/2</sup>	221	225	239	225	221

Все приведенные в табл. 2.12 варианты конструкций отклоняющей структуры могут быть использованы для PITZ и XFEL. Значения величин  $\beta_{гр}$ ,  $E\lambda/P^{1/2}$  и частотных разделений удовлетворяют требованиям к дефлекторам обоих комплексов. Все варианты реализуемы технологически.

Конструкции с большим овальным отверстием (вариант 5г) и продольными стержнями (вариант 3в) показывают значительное частотное разделение между рабочей и ортогональной

поляризациями, однако их изготовление является наиболее сложным и поэтому дорогим.

По результатам расчетов более предпочтителен вариант с оппозитными выточками в диафрагмах (вариант 2б) как наиболее простой с технологической точки зрения. Для этого варианта отклоняющей структуры рассчитанные значения максимальных напряженностей электрического и магнитного полей на поверхности при входной мощности 2,5 МВт составляют 14 МВ/м и 13,8 кА/м соответственно.

Окончательный выбор конкретной структуры осуществляется на основании комплексного сравнения характеристик структур с требуемыми, а также степени технологической проработки изготовления и эксплуатации дефлекторов на высоком уровне ВЧ-мощности. По результатам проведенного сравнительного анализа окончательным вариантом выбрана конструкция ВЧ-дефлектора с ячейками с двумя стабилизирующими отверстиями в диафрагмах (вариант 1а).

Коэффициент перенапряженности для такой структуры при выбранном радиусе апертуры 21,71 мм составляет 4,35, а отношение максимумов электрического и магнитного полей на внутренней поверхности ячеек – 272 В/А. Требуемые отклоняющие напряжения 1,75 МВ (для PITZ и инжекторной части XFEL), 18,5 МВ (в BC1) и 26 МВ (в BC2) в структуре со стабилизирующими отверстиями соответствуют максимумам отклоняющего поля равно 3,6, 13,2 и 9,3 МВ/м соответственно. При этом пиковое поверхностное электрическое поле во входных ячейках дефлекторов составляет 15,7, 57,5 и 40,5 МВ/м соответственно. Входная ячейка в дефлекторе в BC1 будет иметь пиковое поверхностное поле, значение которого превышает пороговое значение (по критерию Килпатрика) для данной частоты – 53,5 МВ/м [34] – на 10%. Такое превышение допустимо с учетом достаточно низкой длительности импульса (3,1 нс).

## **Выводы**

Проведенный анализ требований к характеристикам дефлекторов был основан на необходимости достижения требуемого отклоняющего напряжения за время короткого

импульса (700 нс – 3,1 мкс). Сравнение различных типов дефлекторов показало, что оптимальным вариантом является структура, работающая в режиме бегущей волны в S-диапазоне частот.

Важный параметр дефлектора – конструктивное решение стабилизации плоскости поляризации отклоняющего поля. Рассмотрены характеристики отклоняющих структур четырех типов: со стабилизирующими отверстиями, с оппозитными выточками в обечайке ячейки, с продольными стержнями, с овальным апертурным отверстием.

Сравнительный анализ характеристик структур показал, что наиболее проста с технологической точки зрения структура с оппозитными выточками в диафрагмах. Конструкция ячейки дефлектора с двумя стабилизирующими отверстиями в диафрагмах более предпочтительна на основании наибольшего соответствия ее электродинамических характеристик заданным требованиям к структуре и экспериментально проверенной работоспособностью на высоких уровнях мощности в S-частотном диапазоне.

## Глава 3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И НАСТРОЙКА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ДЕФЛЕКТОРОВ

### 3.1. Устройства ввода мощности в отклоняющие структуры

Конструкции отклоняющих, как и ускоряющих структур в виде КДВ, работающих на бегущей волне, имеют одинаковые устройства ввода ВЧ-мощности и вывода в поглощающую нагрузку. Ввод и вывод ВЧ-мощности осуществляется с помощью трансформатора типа волны (ТТВ), представляющего собой стандартный волновод прямоугольного сечения  $72 \times 34$  мм<sup>2</sup> (тип WR284 для частотного диапазона S) и переходную ячейку ТТВ. Связь между подводимым волноводом и ячейкой ТТВ является емкостной и осуществляется через окно связи, представляющее собой диафрагму, образованную прямоугольной щелью в обечайке ячейки ТТВ (рис. 3.1 и 3.4).

В качестве отклоняющей структуры для PITZ, а также для инжекторной части XFEL, выбран КДВ, состоящий из 16 ячеек, две из которых – ячейки ТТВ. В таком КДВ распространяется волна типа  $E_{11}$  с набегом фазы  $120^\circ$  на период. В диафрагмах ячеек сделаны два круглых отверстия для стабилизации плоскости поляризации волны. Дефлектор после компрессора BC1 (XFEL) будет состоять из 46 ячеек с учетом двух ТТВ, а дефлектор после BC2 – из двух таких структур, стоящих последовательно (общее количество ячеек – 92).

При настройке структуры на бегущей волне важно обеспечить не только согласование по ее входу, но и отсутствие отражений в самой структуре. В противном случае отраженная от выходного ТТВ волна, распространяющаяся к входному ТТВ, может быть наложена на поле волны следующего импульса, что недопустимо. Таким образом, при согласовании ТТВ важно, чтобы отражения внутри структуры отсутствовали. Качество согласования можно оценить по равномерности поля на оси структуры, вводя параметр качества в виде

$$K = \frac{E_{\text{макс}} - E_{\text{мин}}}{E_{\text{макс}} + E_{\text{мин}}} \times 100\%, \quad (3.1)$$

где  $E_{\text{макс}}$  и  $E_{\text{мин}}$  – максимальное и минимальное значение амплитуды поперечной составляющей электрического поля на оси структуры без учета потерь соответственно. Этот параметр также можно интерпретировать, как коэффициент отражения волны от выходного ТТВ в сторону регулярных ячеек.

Настройка ввода мощности осуществляется изменением радиуса обечайки переходной ячейки  $R$  и ширины окна связи этой ячейки с подводящим прямоугольным волноводом  $x$ , равной также ширине окна при вспомогательном волноводе в случае наличия последнего.

### 3.1.1. Устройство трансформатора типа волны

Исследованы различные устройства ТТВ: несимметричный, симметричный с блокирующими брусками во вспомогательном волноводе и симметричный с запредельным вспомогательным волноводом (см. рис. 3.1).

Несимметричный ТТВ (см. рис. 3.1,*а*) имеет подводящий прямоугольный волновод  $1$ , через который в переходную ячейку  $2$  подается ВЧ-мощность. В случае симметричного ТТВ, изображенного на рис. 3.1,*б*, помимо основного подводящего волновода  $1$  предусмотрен второй прямоугольный волновод  $3$ , размещенный с противоположной стороны переходной ячейки и служащий для симметризации электромагнитного поля в области пролета пучка. Через дополнительный волновод производится вакуумная откачка структуры. В случае симметричного ТТВ чтобы через нижние (вспомогательные) волноводы не проходила ВЧ-мощность, в них установлены два металлических бруска  $5$  толщиной  $10$  и высотой  $40$  мм. Во всех случаях подводящий волновод соединен с ячейкой через четвертьволновый адаптер, являющийся отрезком линейно сужающегося волновода.

ТТВ, изображенный на рис. 3.1,*в*, отличается тем, что вакуумная откачка производится через вспомогательный волновод  $б$ , который соединен с ячейкой ввода мощности и не пропускает волну  $H_{10}$  на рабочей частоте дефлектора, являясь, таким образом, запредельным волноводом на рабочей частоте  $2997,2$  МГц. Внутренний диаметр пролетной (дрейфовой) трубки  $4$ ,

соединенной с ячейкой ввода мощности, равен диаметру апертурного отверстия в диафрагме.

Продольная длина ячеек ТТВ во всех трех вариантах равна длине ячеек регулярной части – 33,34 мм. Дефлектор на бегущей волне имеет два идентичных ТТВ, размещенных по концам структуры. Мощность, прошедшая через отклоняющую структуру, рассеивается в поглощающей нагрузке, присоединенной к выходному ТТВ.

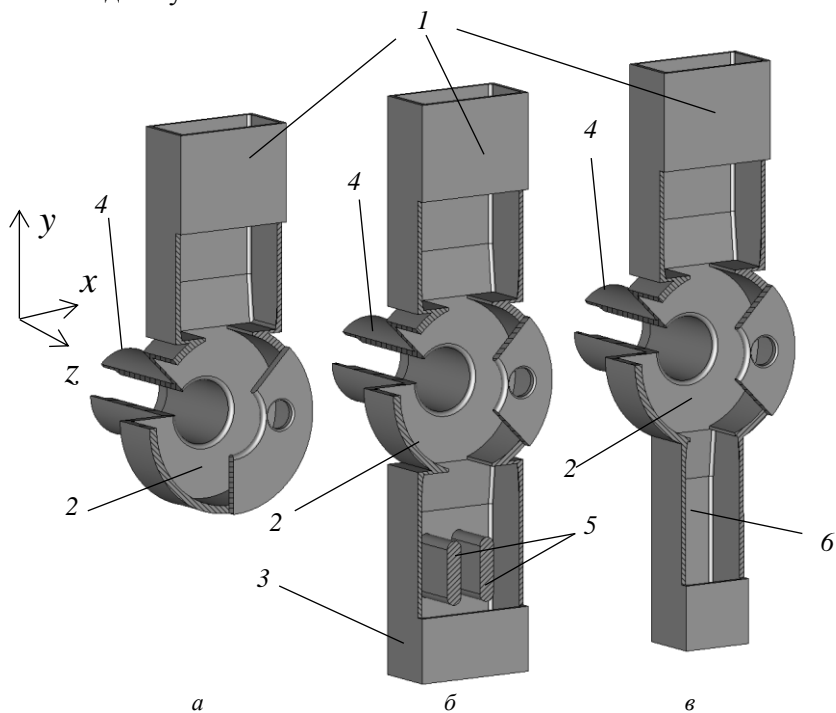


Рис. 3.1. Конструкции ТТВ: несимметричный (а); симметричный (б); с запердыным вспомогательным волноводом (в)

При проектировании ВЧ-дефлектора для прецизионных диагностических установок либо входящего в состав тракта, ускоряющего весьма короткие сгустки (как в случае XFEL), важно не допустить появления продольных составляющих электромагнитных полей на его оси, так как они приведут к нежелательному изменению характеристик ускоренного пучка.

В первом приближении, согласно теореме Пановского–Вензеля, продольное электрическое поле волны  $E_{11}$  вблизи оси осесимметричного КДВ равно нулю на оси и растет линейно с расстоянием  $r$  до нее:

$$E_z \sim k_z E_{\perp} r. \quad (3.2)$$

Если структура поля в ячейке КДВ возмущена неоднородностями, которыми, в частности, являются окна связи с подводящими или вспомогательными волноводами, то продольная составляющая на оси такой ячейки может отличаться от нуля.

Рассмотрим симметрию отклоняющего поля в области пролета пучка (на оси) в трех указанных конструкциях ТТВ. С помощью программы CST MWS рассчитаны объемные распределения электромагнитных полей на частоте 2997,2 МГц при вводе в ВЧ-дефлектор средней ВЧ-мощности 1 Вт через порт в подводящем прямоугольном волноводе. Пример такого распределения в асимметричном ТТВ и ближайшей его нему регулярной ячейке показан на рис. 3.2.

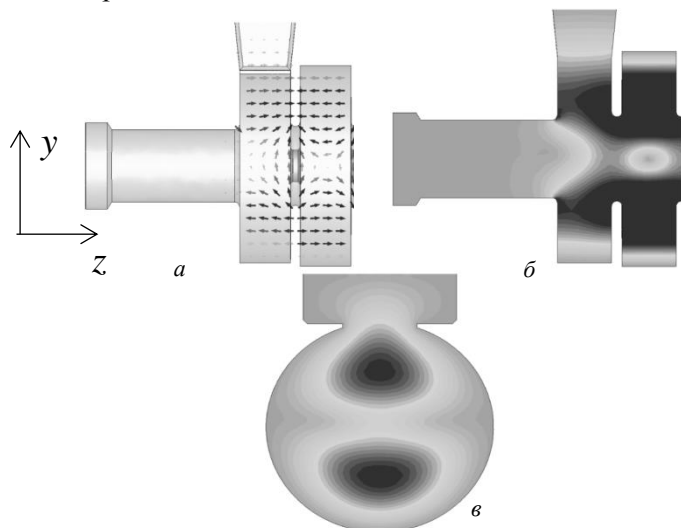


Рис. 3.2. Распределение электрического поля в асимметричном ТТВ на рабочей частоте: *a* – силовые линии в осевой плоскости; *б* – распределение амплитуды в продольном сечении; *в* – в поперечном сечении посередине переходной ячейки

На рис. 3.3 изображены распределения продольной составляющей электрического поля  $E_z$  вдоль вертикального отрезка с длиной 10 мм, находящегося в середине ячейки ввода мощности ( $x=0$ ,  $-5 \text{ мм} < y < 5 \text{ мм}$ ,  $z=D/2$ ) для трех рассматриваемых конструкций ТТВ.

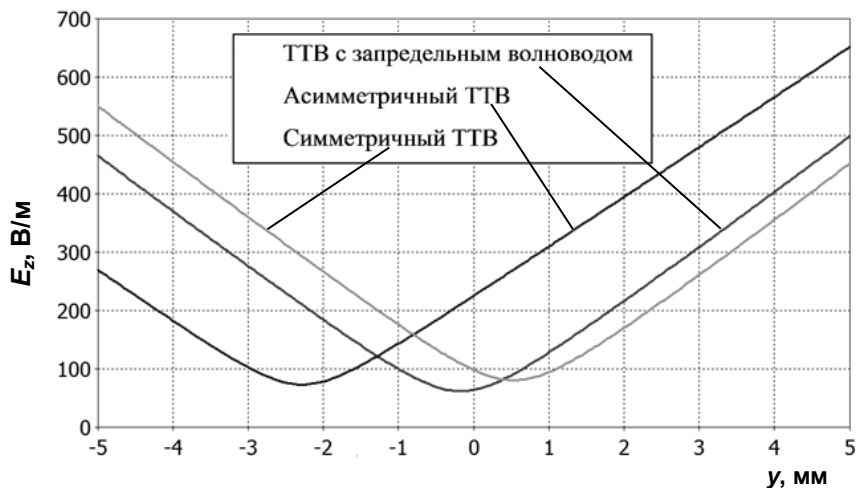


Рис. 3.3. Распределение амплитуды продольной составляющей электрического поля в середине ячейки ТТВ вблизи оси

Как видно из графиков на рис. 3.3, вариант исполнения ТТВ с запердельным волноводом предпочтителен, поскольку обладает наименьшей асимметрией поля в области пролета пучка, а продольное электрическое поле на оси минимально по сравнению с другими конструкциями. В отличие от симметричного ТТВ, при его использовании не возникает опасности отвлечения части мощности в резонансную полость, образующуюся во вспомогательном волноводе между окном связи с переходной ячейкой и закорачивающими брусками. С учетом этого обстоятельства данный вариант конструкции ТТВ был принят в качестве рабочего для PITZ и XFEL.

### 3.1.2. Численная настройка ТТВ дефлектора PITZ

Как отмечено выше, настройку ТТВ осуществляют путем изменения радиуса ячейки обечайки ТТВ  $R$  и ширины окна связи этой ячейки с подводящим прямоугольным волноводом  $x$  (см. рис. 3.4). Размеры входного и выходного ТТВ варьируются синхронно. Окончательные размеры устройств ввода мощности должны обеспечивать выполнение следующих условий при рабочей частоте 2997,2 МГц: модуль коэффициента отражения во входном порту (пусть для определенности это порт номер 1)  $|\dot{S}_{11}| < -30$  дБ, значение коэффициента равномерности  $K < 1\%$  и величина разброса фазового сдвига на периоде структуры  $|\delta\varphi| < 1$  относительно рабочей величины  $120^\circ$ .

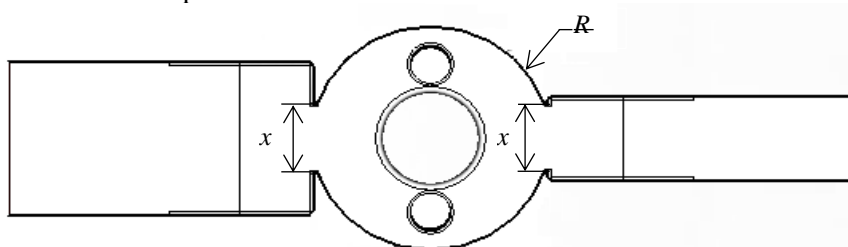
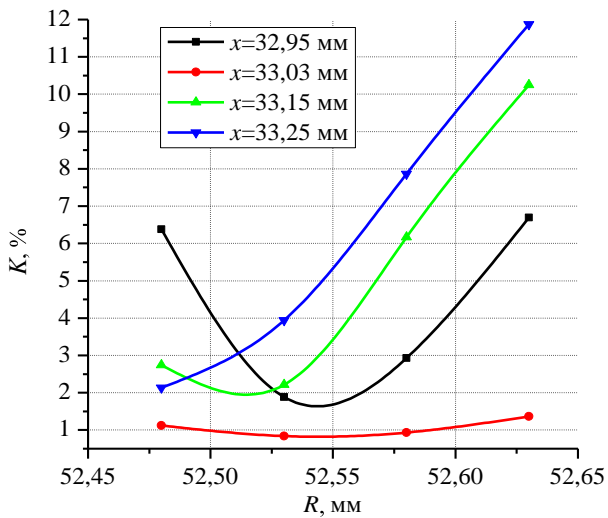


Рис. 3.4. Эскиз ТТВ

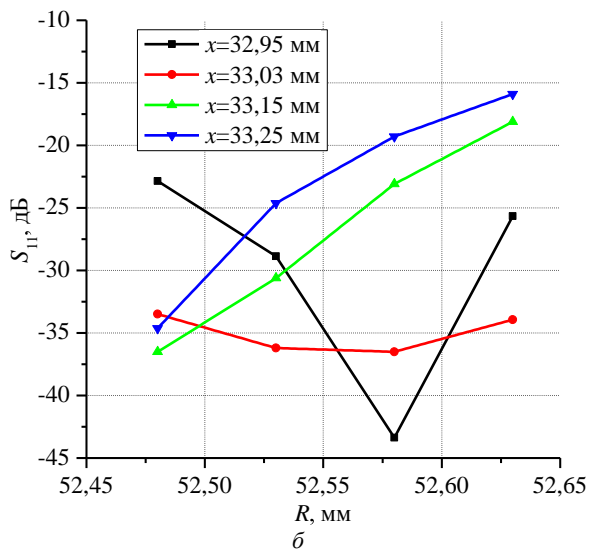
Ниже показаны результаты расчетов этих параметров при процессе настройки ТТВ ВЧ-дефлектора для PITZ и инжекторной части тракта XFEL.

Оба дефлектора состоят из 14 регулярных ячеек и двух ячеек ТТВ в начальной и конечной частях секций. Первоначально для «выравнивания» распределения отклоняющего поля на оси использована расчетная модель дефлектора без потерь в стенках, затем для расчета S-параметров применена модель, учитывающая конечную проводимость медных стенок.

Размеры регулярных ячеек дефлектора PITZ приведены в табл. 2.12. На рис. 3.5 и 3.6 построены графики зависимости коэффициента равномерности отклоняющего электрического поля  $K$  и модуля коэффициента отражения на входе структуры  $S_{11}$  от размеров ТТВ.



a



b

Рис. 3.5. Зависимость коэффициента равномерности (а) и коэффициента отражения по входу (б) на частоте 2997,2 МГц от радиуса обечайки ячейки ТТВ  $R$  при различных значениях ширины окна связи  $x$

Как видно из графиков на рис. 3.5, лучшие условия согласования регулярных ячеек дефлектора с подводящим прямоугольным волноводом достигаются при значениях  $R=52,53$  мм и  $x=33,03$  мм:  $K=0,86$  % (что соответствует внутреннему отражению  $-41$  дБ) и  $S_{11} = -37$  дБ.

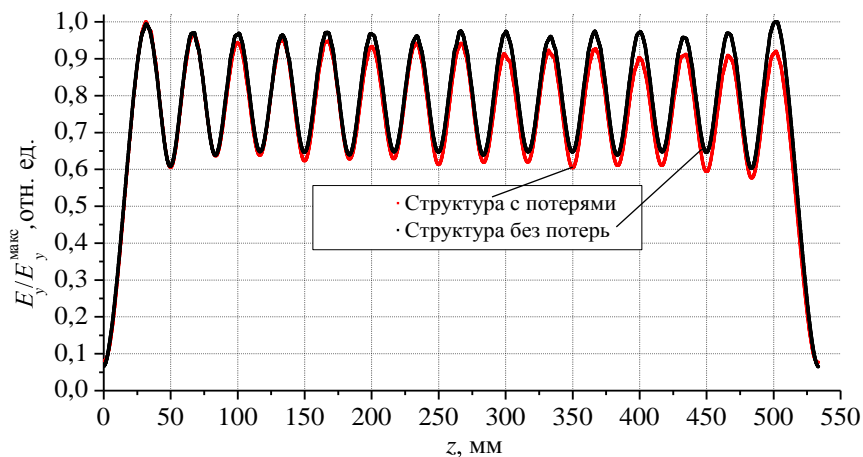
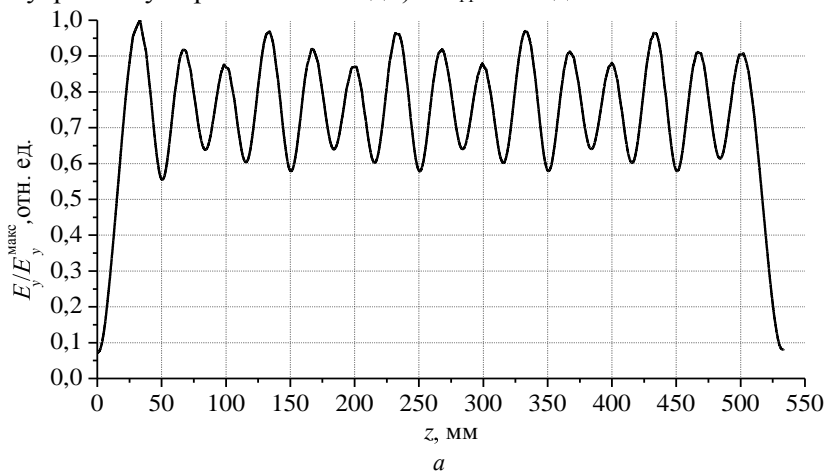


Рис. 3.6. Распределение нормированные амплитуды  $E_y$  на оси:  
 а – при  $R=52,33$  мм,  $x=33,23$  мм (ГТВ не настроены);  
 б – при  $R=52,53$  мм,  $x=33,03$  мм (ГТВ настроены)

На рис. 3.6 представлены распределения нормированных амплитуды комплексной величины вертикальной ( $y$ -) составляющей электрического поля на оси структуры, причем на рис. 3.6,б показаны две зависимости: с учетом потерь в стенках и без них. На рис. 3.7 приведены зависимости сдвига фазы поля на период структуры вдоль ее длины. На этих рисунках для наглядности указанные распределения приведены при настроенных ( $R=52,53$  мм,  $x=33,03$  мм) и ненастроенных ( $R=52,33$  мм,  $x=33,23$  мм) ТТВ.

Спад амплитуды поля соответствует расчетному значению коэффициента затухания в регулярных ячейках ( $\alpha=0,168$  1/м) и хорошо прослеживается в распределении поля в структуре с настроенными ТТВ (см. рис 3.6,б).

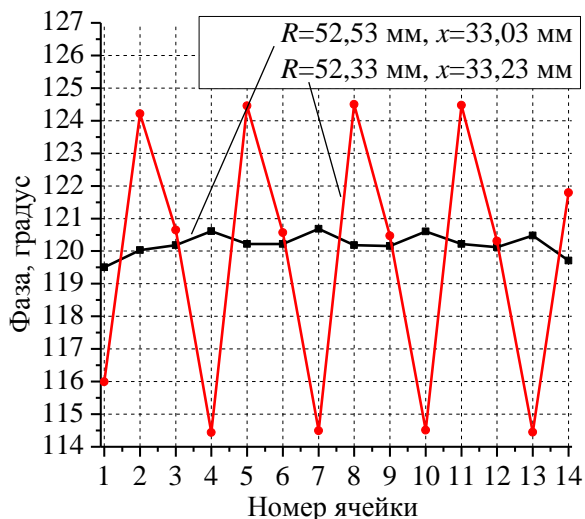


Рис. 3.7. Распределение набега фазы на периоде структуры по ее длине при настроенном и ненастроенном ТТВ

На рис. 3.8 показано распределение амплитуды напряженности электрического поля на вертикальной плоскости симметрии уз при рабочей частоте 2997,2 МГц.

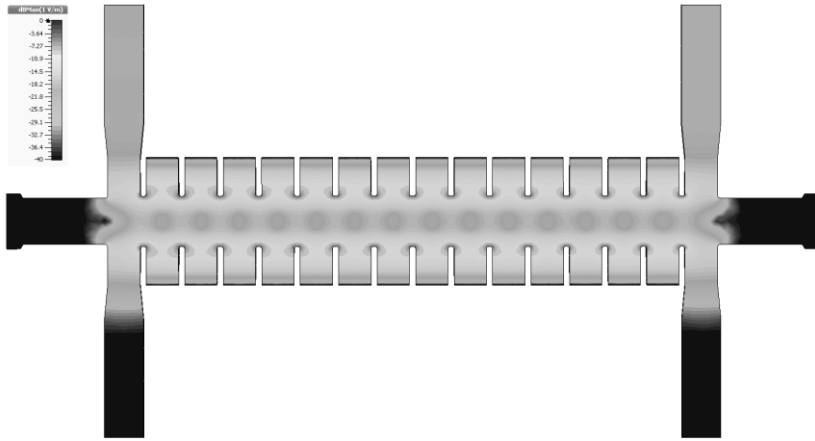


Рис. 3.8. Распределение амплитуды напряженности электрического поля в плоскости симметрии отклоняющей структуры  $yz$  при настроенных ГТВ

На рис. 3.9 приведены графики зависимости коэффициента отражения  $S_{11}$  от входа в 16-ячеечную структуру в полосе пропускания волны типа  $E_{11}$  2950–3200 МГц.

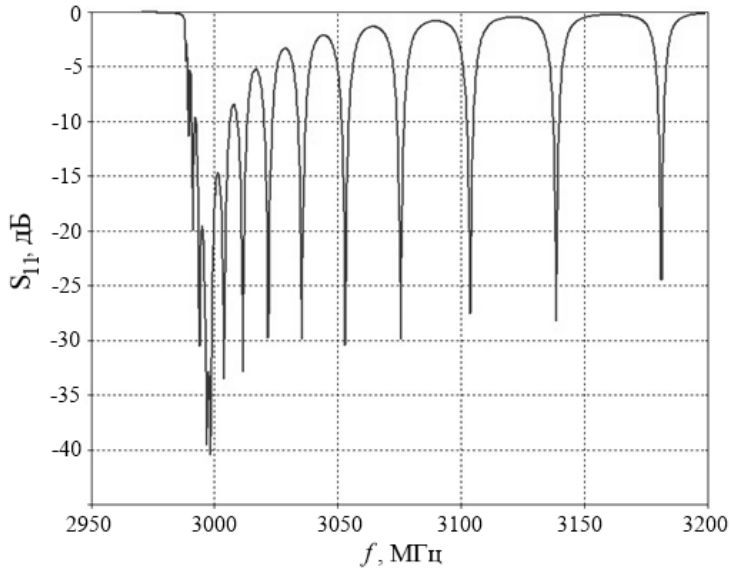


Рис. 3.9. Частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  в диапазоне 2950–3200 МГц

Как видно из графика на рис. 3.7, при размерах, соответствующих настроенному ТТВ, в регулярных ячейках максимальное отклонение набега фазы на периоде структуры не превосходит  $\pm 0,5^\circ$  от требуемых  $120^\circ$ .

### 3.1.3. Численная настройка ТТВ deflectоров XFEL

По технологическим причинам радиусы скруглений кромок апертурного и стабилизирующих отверстий в диафрагмах ячеек (размеры  $R_c$  и  $R_{cc}$  на рис. 2. 11) deflectоров для XFEL отличаются от тех, что приняты для deflectора PITZ. В deflectорах XFEL  $R_c=2,0$  мм и  $R_{cc}=1,0$  мм. Таким образом, радиус обечайки регулярных ячеек для этих deflectоров подлежал корректировке:  $R_b=55,361$  мм.

Настройка ТТВ deflectора для инжекторной части XFEL осуществлялась аналогично настройке deflectора PITZ. Размеры переходных ячеек, при которых deflectор работает в режиме бегущей волны, составляют  $R=52,44$  мм и  $x=33,84$  мм. На рис. 3.10–3.12 изображены распределения амплитуды поперечной составляющей электрического поля на оси deflectора, набега фазы на периодах, а также частотные зависимости коэффициента отражения.

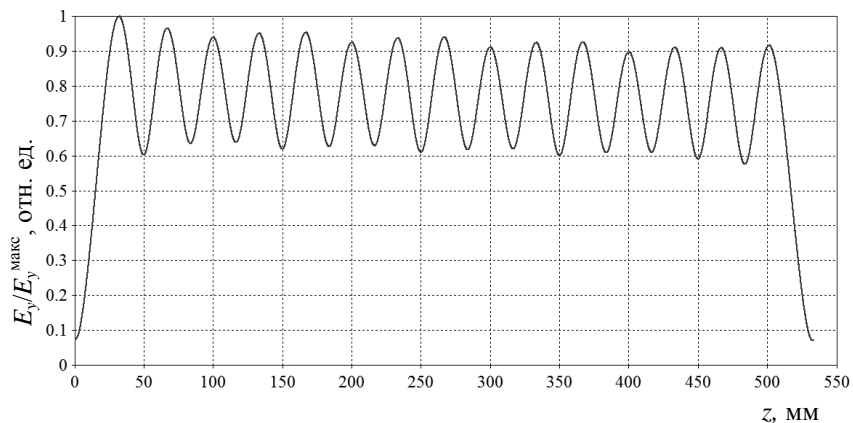


Рис. 3.10. Распределение нормированной амплитуды  $E_y$  на оси 16-ячеечной структуры

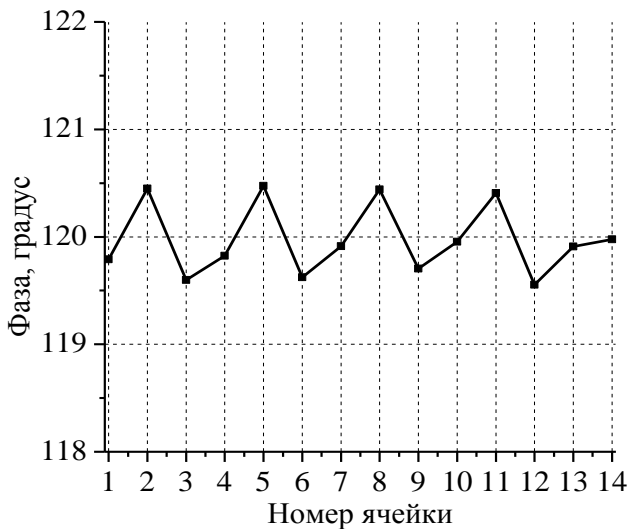


Рис. 3.11. Распределение набега фазы волны на периодах 16-ячеечной структуры

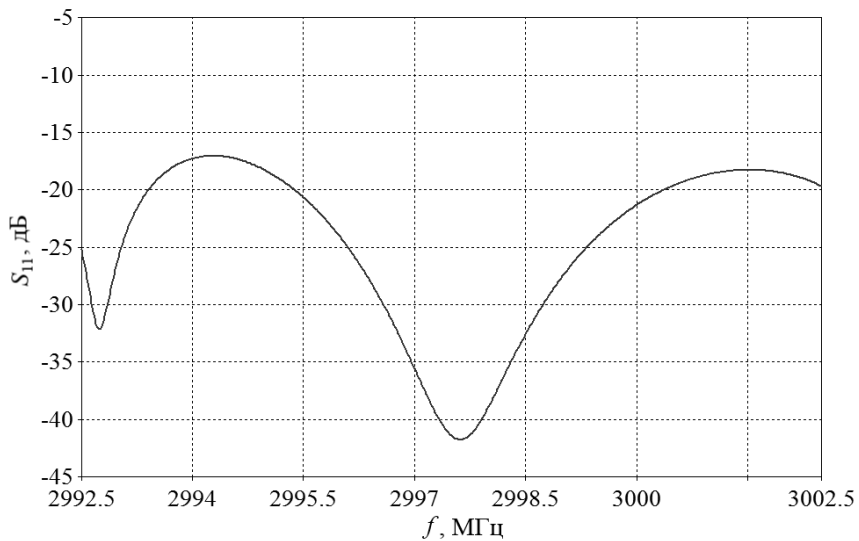


Рис. 3.12. Частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  вблизи рабочей частоты 2997,2 МГц для 16-ячеечной структуры

Входное отражение составляет  $-41$  дБ, а внутреннее отражение в регулярных ячейках  $-39$  дБ. Разброс набега фазы в регулярных ячейках не превосходит  $\pm 0,5^\circ$  от номинального значения  $120^\circ$ .

Ниже показаны результаты моделирования 46-ячеечного дефлектора для ВС1 и ВС2 с размерами ТТВ, полученными при настройке 16-ячеечного дефлектора. На рис. 3.13 изображены распределения нормированных амплитуд поперечной составляющей электрического поля  $E_y$  на оси с учетом потерь в стенках и без них. Распределение набега фазы на периодах структуры показано на рис. 3.14.

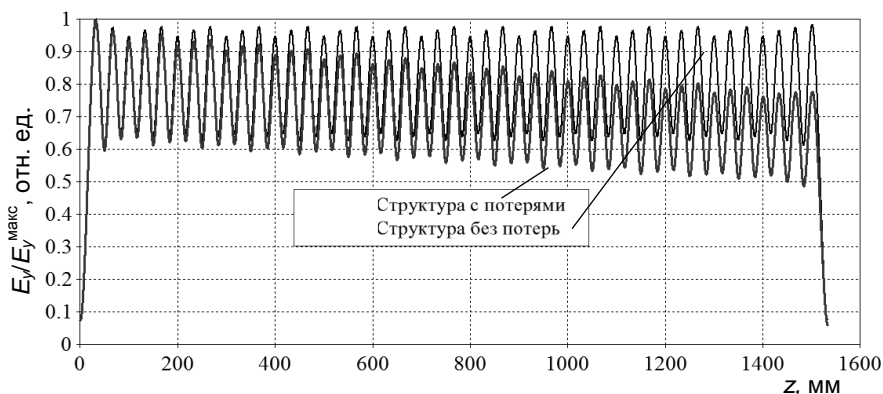


Рис. 3.13. Распределения нормированных амплитуд  $E_y$  на оси 46-ячеечной структуры

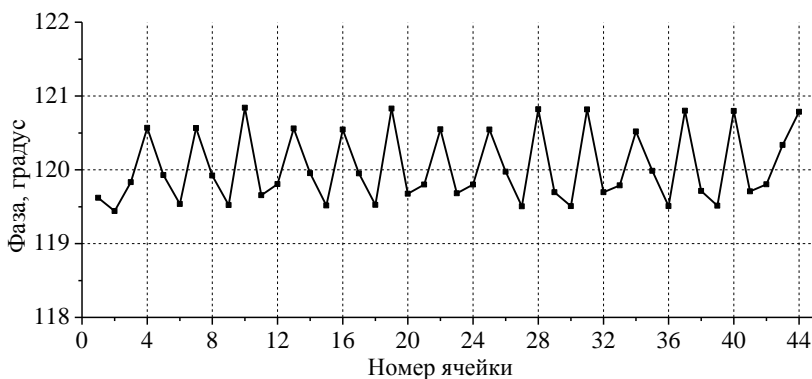


Рис. 3.14. Распределение набега фазы волны на периодах регулярных ячеек 46-ячеечной структуры

Значение коэффициента равномерности электрического поля в регулярных ячейках составляет 1,7 %, что соответствует отражению волны от ТТВ равному -35,9 дБ. Разброс набега фазы не превосходит  $\pm 0,8^\circ$  от номинального значения  $120^\circ$ .

### 3.2. Влияние длины ячейки трансформатора типа волны на характеристики ВЧ-дефлектора

Выше описана процедура настройки ТТВ с длиной, равной периоду регулярной ячейки ( $D=33,34$  мм). С помощью программы CST MWS были также настроены в режиме бегущей волны 16-ячеечные модели дефлекторов с длинами переходных ячеек  $0,75D$  и  $0,5D$ . Для этих трех структур проведено сравнение величин отклоняющего потенциала и распределений поперечного отклоняющего поля на оси в самих переходных ячейках ТТВ.

#### 3.2.1. Расчет отклоняющего потенциала

Отклоняющий потенциал, набираемый частицей за время пролета ВЧ-дефлектора, можно вычислить, используя значения поперечных составляющих электрического и магнитного полей волны  $E_{11}$  на оси структуры –  $E_y(z, x=y=0)$  и  $H_x(z, x=y=0)$  – либо значение только продольной составляющей электрического поля на отрезке, находящемся некоторым достаточно малом расстоянии от оси и параллельном ей –  $E_z(z, x=0, y=a)$ ,  $a \approx 0$ .

В первом случае, вследствие того, что электрическое и магнитное поля ортогональны друг другу, из суммы сил Кулона и Лоренца, действующих на частицу, можно вывести эквивалентное отклоняющее поле:

$$\dot{E}_\perp = \dot{E}_y \pm \mu_0 \beta c \dot{H}_x, \quad (3.3)$$

где  $\beta$  – относительная скорость частицы (далее примем  $\beta=1$ , полагая, что электроны ускорены до релятивистских энергий), а знак вклада от магнитного поля зависит от взаимных направлений движения частиц и распространения волны и, следовательно, совпадает со знаком групповой скорости отклоняющей структуры.

Как и все компоненты ВЧ-полей бегущей волны, отклоняющее поле можно представить в виде:

$$\dot{E}_{\perp}(z, t) = E_{\perp}(z) \cdot e^{i(\varphi_{\perp}(z) \pm \omega t + \varphi_0)}, \quad (3.4)$$

где  $E_{\perp}(z)$  и  $\varphi_{\perp}(z)$  – амплитуда и фаза отклоняющего поля соответственно, а  $\varphi_0$  – начальная фаза влета рассматриваемой частицы в отклоняющее поле. Учитывая то, что частицы «видят» действительную часть комплексного поля, зависимость отклоняющего потенциала от фазы влета частицы, набираемого за время пролета  $t_n$  ею оси структуры длиной  $L$  ( $t_n=L/c$ ), будет следующей:

$$\begin{aligned} V_{\perp}(\varphi_0) &= \int_0^{t_n} \Re E_{\perp}(z) \cdot e^{i(\varphi(z) \pm \omega t + \varphi_0)} dt = \int_0^L \Re E_{\perp}(z) \cdot e^{i(\varphi(z) \pm k_z z + \varphi_0)} dz = \\ &= \int_0^L E_{\perp}(z) \cdot \cos(\varphi(z) \pm k_z z + \varphi_0) dz, \end{aligned} \quad (3.5)$$

где  $k_z=2\pi/\lambda$  – волновое число синхронной гармоники. В выражении (3.5) с помощью преобразования  $t=z/c$  перешли от интегрирования по времени к интегрированию по продольной координате. Таким образом, значение отклоняющего потенциала  $V_{\perp}$  равно максимуму значения синусоидальной функции  $V_{\perp}(\varphi_0)$  на интервале значения фаз влета от 0 до  $2\pi$ .

В случае использования распределения продольной составляющей электрического поля на некотором расстоянии от оси структуры, по теореме Пановского–Вензеля выражение для отклоняющего потенциала будет следующим:

$$\begin{aligned} V_{\perp}^{\text{ПВ}}(\varphi_0) &= \int_0^L \frac{1}{k_z} \left| \frac{\partial \dot{E}_z(z, r)}{\partial r} \right| \cdot \cos(\varphi_z(z) \pm k_z z + \varphi_0) dz = \\ &= \frac{1}{k_z a} \int_0^L E_z(z, x=0, y=a) \cdot \cos(\varphi_z(z) \pm k_z z + \varphi_0) dz, \end{aligned} \quad (3.6)$$

где  $\varphi_z(z)$  – распределение фазы компоненты  $\dot{E}_z$ . Важно заметить, что значения величин  $\varphi_0$ , при которых выражения (3.5) и (3.6)

достигают максимума, различны. В дальнейших расчетах значение  $a=2$  мм.

Ниже показаны результаты вычисления отклоняющего потенциала обоими способами в 16-ячеечном дефлекторе при питающей ВЧ-мощности 2,5 МВт (согласно требованиям, указанным в табл. 2.1). На рис. 3.15 изображены распределения амплитуд и фаз эквивалентного отклоняющего поля  $\dot{E}_\perp$  и  $\frac{1}{k_z} \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial r}$

на частоте 2997,2 МГц.

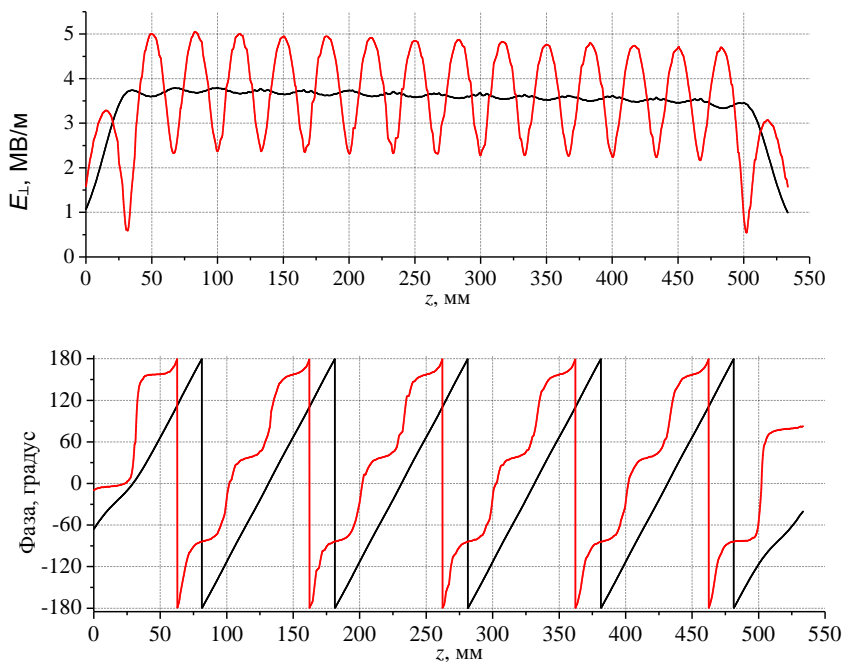


Рис. 3.15. Распределения амплитуд и фаз эквивалентного отклоняющего поля  $\dot{E}_\perp$  и  $\partial \dot{E}_z / (k_z \partial r)$  вдоль оси 16-ячеечного дефлектора

Распределения поперечных компонент  $E_y(z, x=y=0)$  и  $H_x(z, x=y=0)$  аналогичны изображенным на рис. 1.14. На рис. 3.16 показаны графики зависимостей  $V_\perp(\varphi_0)$  и  $V_\perp^{\text{ПВ}}(\varphi_0)$ .

Вычисленные значения величин  $V_{\perp}$  и  $V_{\perp}^{\text{ПВ}}$  для дефлектора PITZ и инжекционной части тракта XFEL при входной мощности 2,5 МВт составляют 1,835 и 1,844 МВ соответственно. Таким образом, значения отклоняющих потенциалов, вычисленных по прямому методу и по теореме Пановского–Вензеля, практически совпадают. Как видно из графиков на рис. 3.16, значения фаз  $\varphi_0$ , при которых эти функции принимают максимальные значения ( $113^{\circ}$  и  $23^{\circ}$  соответственно), различаются на  $90^{\circ}$ , что следует из решения уравнений Максвелла.

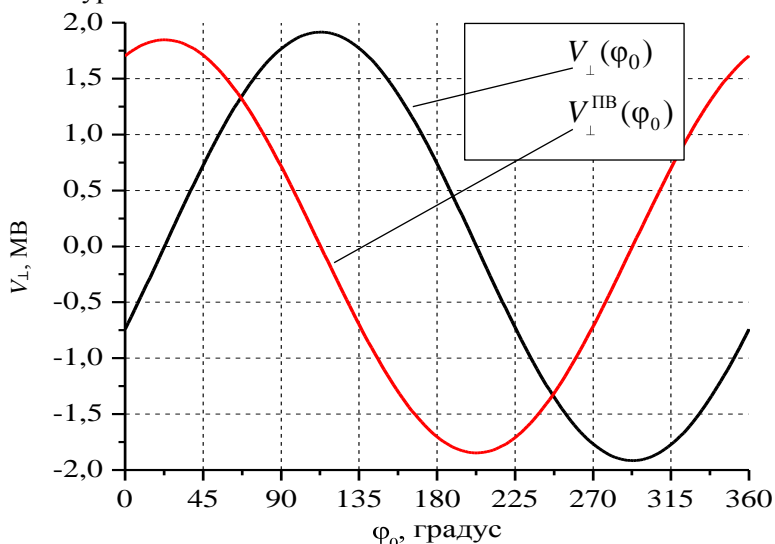


Рис. 3.16. График зависимостей отклоняющих потенциалов в 16-ячеечном дефлекторе от начальной фазы частицы

Аналогично проведены вычисления отклоняющих потенциалов для 46-ячеечного дефлектора в BC1 тракта XFEL и двух дефлекторов в BC2 при значениях входных мощностей, указанных в табл. 2.1. В дефлекторе BC1 при входной мощности 26,3 МВт рассчитанное значение отклоняющего потенциала составляет 19,4 МВ, а в связке дефлекторов BC2 при 41,4 МВт – 28,6 МВ.

Рассчитанные отклоняющие потенциалы для всех промоделированных ВЧ-дефлекторов на 4–8 % превосходят требуемые значения при данных значениях входных мощностей.

Это означает, что результаты расчетов удовлетворяют требованиям к параметрам всех отклоняющих структур для PITZ и XFEL.

### **3.2.2. Вариация длины ячейки трансформатора типа волны**

Ранее было показано, что результаты вычислений прямым методом (через распределения поперечных компонент электромагнитного поля) и с помощью теоремы Пановского–Вензеля совпадают, поэтому далее для вычислений использован только прямой метод.

Отклоняющий потенциал, вычисленный по оси 16-ячеечного дефлектора, включает в себя вклад в отклонение в регулярных ячейках и в двух переходных ячейках ТТВ. Вклад в отклонение в регулярных ячейках, вычисленный согласно (3.5), составляет 1,69 МВ. При этом интеграл берется на интервале от  $D$  до  $16D$ . За время пролета двух ТТВ частица наберет 0,149 МВ, а вклад от одной регулярной ячейки составляет 0,121 МВ. В итоге эффективность отклонения ТТВ составляет около 62 % средней эффективности регулярных ячеек.

Поднять эффективность переходной ячейки ТТВ можно путем уменьшения ее осевой длины. Для анализа этой возможности построены две модели дефлектора с длинами ТТВ  $0,75D$  и  $0,5D$ , последняя из которых изображена на рис. 3.17.

Радиусы обечаек ячеек ввода мощности и ширины окон связи с подводными волноводами у этих дефлекторов настроены так, чтобы выполнялись условия режима бегущей волны, описанные в п. 3.1.2. На рис. 3.18 показаны частотные зависимости коэффициента отражения для 16-ячеечных структур с тремя длинами ТТВ.

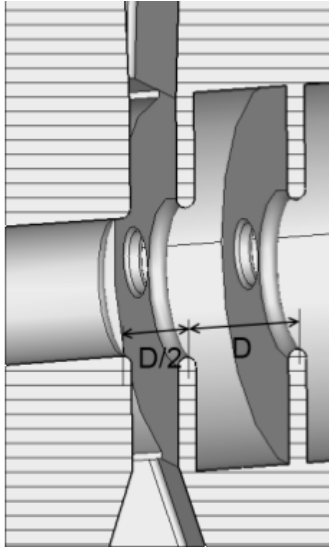


Рис. 3.17. ТТВ с переходной ячейкой длиной  $0,5D$

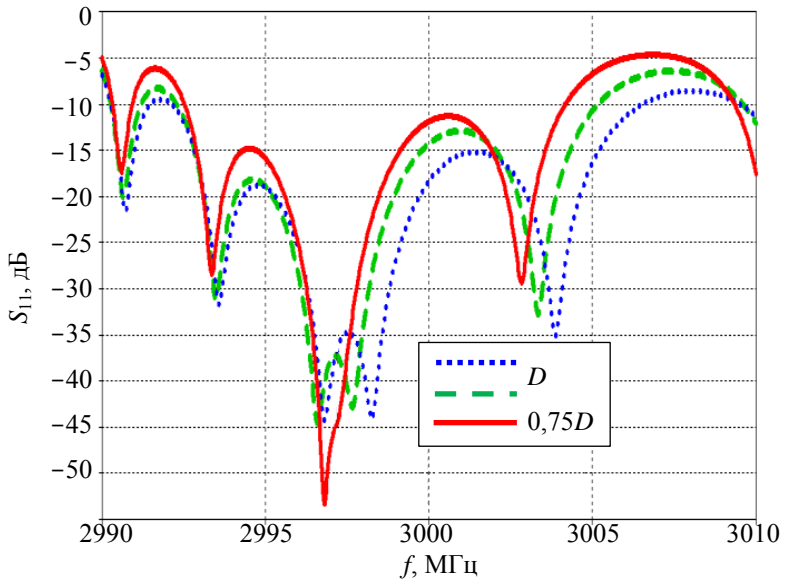


Рис. 3.18. Частотные зависимости  $S_{11}$  в диапазоне 2990–3010 МГц для трех длин ТТВ

В табл. 3.1 сведены размеры настроенных ТТВ всех трех длин, значения входного и внутреннего отражения на рабочей частоте и рассчитанные значения величин отклоняющих потенциалов при одинаковой входной мощности 2,5 МВт. Величины эффективности отклонения в ТТВ вычислены в пропорции длин ячеек ТТВ относительно величины эффективности регулярных ячеек, принятой за 100 %.

Таблица 3.1

Характеристики ТТВ с разными длинами

Параметр	Значение		
	$D=33,34$	$0,75D=25,005$	$0,5D=16,67$
Длина ТТВ, мм	$D=33,34$	$0,75D=25,005$	$0,5D=16,67$
Радиус обечайки, мм	52,53	52,85	52,953
Ширина окна связи, мм	33,03	30,52	28,55
$S_{11}$ на частоте 2997,2 МГц, дБ	-37	-38	-45
Внутреннее отражение на частоте 2997,2 МГц, дБ	-41	-42	-47
Отклоняющий потенциал в ТТВ, МВ	0,149	0,134	0,104
Эффективность отклонения ТТВ по сравнению с регулярной ячейкой, %	62	72	83

Из полученных данных следует, что более короткий ТТВ обладает большей эффективностью отклонения, что можно использовать при проектировании достаточно коротких отклоняющих структур.

Однако ТТВ с короткой переходной ячейкой обладает другой, более важной особенностью. В дефлекторе центр пучка приходится на нулевую фазу ВЧ-поля, так что начало и конец пучка подвержены взаимно противоположным силам, поворачивающим его, тогда как центр сгустка в среднем не испытывает отклонения, и значение  $V_{\perp}=0$ . Из графика  $V_{\perp}(\varphi_0)$  на рис. 3.16 следует, что фаза влета частицы, находящейся в центре пучка, для дефлектора с длиной ячейки ТТВ, равной  $D$ , будет такой:  $\varphi_0^H = 23^\circ$ . Чтобы построить осевое распределение эквивалентного отклоняющего поля  $E_{\perp}$ , которое «видит» центр

пучка, нужно подставить значение  $\Phi_0 = \Phi_0^{\text{II}}$  в формулу (3.4). На рис. 3.19 построены такие распределения для дефлекторов с тремя рассматриваемыми длинами ячеек ТТВ.

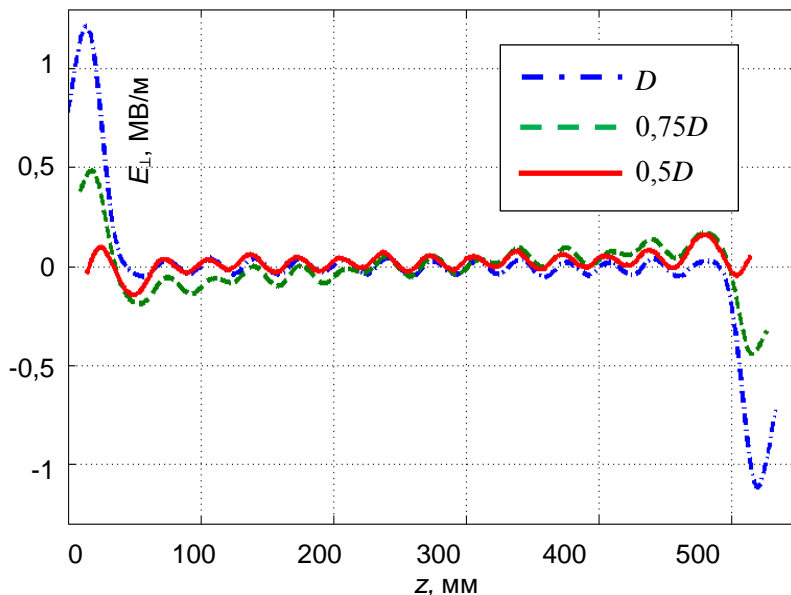


Рис. 3.19. Распределения эквивалентных отклоняющих полей, действующих на центр пучка, находящегося в нулевой фазе волны, вдоль оси 16-ячеечного дефлектора при входной мощности 2,5 МВт

Из приведенных выше графиков видно, что все ТТВ вносят неравномерность в поперечное поле, в котором находится центр сгустка (в идеальном случае, оно должно быть равно нулю). При этом возмущение, вносимое ТТВ с осевой длиной равной  $D/2$ , наименьшее. Если проинтегрировать эти поля по продольной координате на интервале, лежащем строго в пределах длины переходной ячейки, то при входной мощности 2,5 МВт значения поперечных потенциалов, наведенных на центр пучка, будут 33, 10 и 1,6 кВ для длин ТТВ  $D$ ,  $0,75D$  и  $0,5D$  соответственно.

### 3.3. Настройка отклоняющих структур методом эквивалентных схем

Описаны анализ и оптимизация узлов высокочастотных секций deflectоров на основе эквивалентной схемы. Эта эквивалентная схема адекватно описывает структуру, состоящую из связанных ячеек (КДВ), в которой распространяется гибридная волна  $E_{11}$ . Ниже получены аналитические выражения для радиотехнических параметров отдельных ячеек в секциях с бегущими волнами с заданным видом колебаний на требуемой частоте, и осуществлена оптимизация параметров входного и выходного ТТВ. Приведены аналитические выражения для расчета комплексного коэффициента отражения секции в некотором сечении подводящего волновода.

#### 3.3.1. Эквивалентная схема для КДВ на дипольной волне

На рис. 1.7 показаны силовые линии электрического и магнитного поля в ячейке КДВ, возбужденного на волне  $E_{11}$ . Каждому из полей в зависимости от области их нахождения и направления можно поставить в соответствие тот или иной сосредоточенный электротехнический элемент.

Таким образом, для каждой ячейки можно ввести продольный емкостный элемент  $C_n$ , отражающий наличие в ней продольной компоненты электрического поля, поперечный емкостный элемент  $C_{n,n+1}$ , соответствующий поперечной компоненте электрического поля в области апертуры, по которой осуществляется емкостная связь между ячейками номер  $n$  и  $n+1$ . Магнитное поле, создаваемое продольными токами в стенках ячейки, а также магнитную связь между ячейками можно описать, вводя продольный индуктивный элемент  $L_n$  и взаимную индуктивность  $M_{n,n+1}$  соответственно. Омические потери описываются резистивными элементами  $r_n$ . Исходя из таких соображений, можно построить следующую эквивалентную схему, изображенную на рис. 3.20 [39].

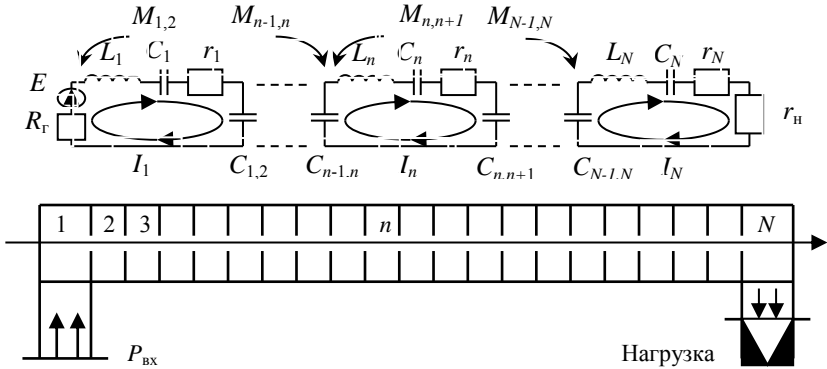


Рис. 3.20. Эквивалентная схема КДВ на волне  $E_{11}$  с двумя трансформаторами типа волны и внешней поглощающей нагрузкой

Здесь  $\dot{E}$  – комплексная амплитуда ЭДС генератора, внесенная в контур первой ячейки, то есть в контур ячейки входного ТТВ;  $r_{\Gamma} = Z_{B1}$  – резистивный элемент, который представляет внесенное в контур первой ячейки волновое сопротивление подводящего волновода, которое считается равным внутреннему сопротивлению генератора;  $r_H = Z_{BN}$  – резистивный элемент, представляющий внесенное в контур последней ячейки (выходного ТТВ) сопротивление нагрузки, которое считается равным волновому сопротивлению отводящего волновода. В дальнейшем будем считать, что в рассматриваемом диапазоне частот волновые сопротивления подводящего и отводящего волноводов не зависят от частоты.

Для расчета характеристик эквивалентной схемы, приведенной на рис. 3.20, наиболее удобно воспользоваться методом контурных токов. При этом система уравнений относительно комплексных амплитуд контурных токов  $\dot{I}_n$  имеет вид [40]:

$$\left( r_1 + r_{\Gamma} + i\omega L_1 - i\frac{1}{\omega C_1} - i\frac{1}{\omega C_{12}} \right) \dot{I}_1 + \left( i\omega M_{12} + i\frac{1}{\omega C_{12}} \right) \dot{I}_2 = \dot{E}, n = 1; \quad (3.7)$$

$$\left( i\omega M_{n-1,n} + i \frac{1}{\omega C_{n-1,n}} \right) \dot{I}_{n-1} + \left( r_n + i\omega L_n - i \frac{1}{\omega C_n} - i \frac{1}{\omega C_{n-1,n}} - i \frac{1}{\omega C_{n,n+1}} \right) \dot{I}_n + \left( i\omega M_{n,n+1} + i \frac{1}{\omega C_{n,n+1}} \right) \dot{I}_{n+1} = 0, n = 2, 3, 4, \dots, N-1; \quad (3.8)$$

$$\left( i\omega M_{N-1,N} + i \frac{1}{\omega C_{N-1,N}} \right) \dot{I}_{N-1} + \left( r_N + r_H + i\omega L_N - i \frac{1}{\omega C_N} - i \frac{1}{\omega C_{N-1,N}} \right) \dot{I}_N = 0, n = N, \quad (3.9)$$

где  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  – частота ЭДС генератора и, соответственно, частота возбуждаемого в секции электромагнитного поля.

Обозначив  $C_{\Sigma 1} = (C_1^{-1} + C_{1,2}^{-1})^{-1}$ , если  $n = 1$ ,

$C_{\Sigma N} = (C_N^{-1} + C_{N-1,N}^{-1})^{-1}$ , если  $n = N$ ,

и  $C_{\Sigma n} = (C_{n-1,n}^{-1} + C_n^{-1} + C_{n,n+1}^{-1})^{-1}$ , если  $n = 2, 3, 4, \dots, N-1$ ,

можно заменить электротехнические параметры ячеек их радиотехническими параметрами, которые определим следующим образом:  $f_n = (2\pi\sqrt{L_n C_{\Sigma n}})^{-1}$  – частота  $n$ -й ячейки, а  $\omega_n = 2\pi f_n$  – круговая частота  $n$ -й ячейки;  $Q_n = \omega_n L_n / r_n = \omega_n C_{\Sigma n} r_n^{-1} = \sqrt{L_n / C_{\Sigma n}} / r_n$  – собственная добротность  $n$ -й ячейки;  $\chi_1 = r_g / r_1$  – коэффициент связи входного ТТВ с подводящим волноводом;  $\chi_N = r_L / r_N$  – коэффициент связи выходного ТТВ с отводящим волноводом;  $K_n^{(E)} / 2 = \sqrt{C_{\Sigma n} C_{\Sigma n+1}} / C_{n,n+1}$  – коэффициент ёмкостной связи  $n$ -й и  $(n+1)$ -й ячеек, обусловленный наличием поперечной составляющей электрического поля в апертурном отверстии

между этими ячейками;  $K_n^{(H)} / 2 = M_{n,n+1} / \sqrt{L_n L_{n+1}}$  – коэффициент индуктивной связи ячеек с номерами  $n$  и  $n+1$ , обусловленный наличием поперечной составляющей магнитного поля в апертурном отверстии между этими ячейками.

После ввода радиотехнических параметров ячеек систему уравнений (3.7) – (3.9) можно преобразовать к следующему виду:

$$\left(1 - \frac{f^2}{f_1^2} + i \frac{f}{f_1} \frac{1 + \chi_1}{Q_1}\right) \dot{X}_1 - \left(\frac{K_1^{(E)}}{2} + \frac{K_1^{(H)}}{2} \frac{f}{f_1} \frac{f}{f_2}\right) \dot{X}_2 =$$

$$= i4 \cdot \sqrt{\pi f} \frac{\chi_1}{Q_1} \frac{f}{f_1} P_\Gamma \exp(i\varphi_\Gamma), \quad n=1; \quad (3.10)$$

$$- \left(\frac{K_{n-1}^{(E)}}{2} + \frac{K_{n-1}^{(H)}}{2} \frac{f}{f_{n-1}} \frac{f}{f_n}\right) \dot{X}_{n-1} + \left(1 - \frac{f^2}{f_n^2} + i \frac{f}{f_n} \frac{1}{Q_n}\right) \dot{X}_n -$$

$$- \left(\frac{K_n^{(E)}}{2} + \frac{K_n^{(H)}}{2} \frac{f}{f_n} \frac{f}{f_{n+1}}\right) \dot{X}_{n+1} = 0, \quad n=2, 3, 4, \dots, N-1; \quad (3.11)$$

$$- \left(\frac{K_{N-1}^{(E)}}{2} + \frac{K_{N-1}^{(H)}}{2} \frac{f}{f_{N-1}} \frac{f}{f_N}\right) \dot{X}_{N-1} + \left(1 - \frac{f^2}{f_N^2} + i \frac{f}{f_N} \frac{1 + \chi_N}{Q_N}\right) \dot{X}_N = 0, \quad n=N; \quad (3.12)$$

$$P_\Gamma = \frac{1}{2} r_\Gamma \frac{E^2}{4r_\Gamma^2}; \quad E = \sqrt{8r_\Gamma P_\Gamma}, \quad (3.13)$$

где  $\dot{X}_n = \dot{I}_n / \sqrt{C_{\Sigma n}}$ , а  $P_\Gamma$  – мощность генератора, выделяемая в согласованной с ним нагрузке,  $E$  – амплитуда ЭДС генератора,  $\varphi_\Gamma$  – начальная фаза ЭДС генератора, приведенная к некоторой референсной плоскости подводящего волновода. В эту систему уравнений входят только радиотехнические параметры ячеек секции и генератора, при этом секция может состоять из одинаковых ячеек (однородная секция) или из ячеек,

отличающихся друг от друга (неоднородная секция). Отметим, что коэффициенты емкостной связи всегда больше нуля, а коэффициенты индуктивной связи могут быть как положительными, так и отрицательными.

Чтобы раскрыть физический смысл частот ячеек и их коэффициентов емкостной и индуктивной связи, рассмотрим однородную полубесконечную секцию без потерь. В этом случае  $f_n = f_c, Q_n = \infty, K_n^{(E)} = K^{(E)}, K_n^{(H)} = K^{(H)}, n = 2, 3, 4, \dots$ . Пусть при частоте  $f$  в этой секции распространяется бегущая волна с видом колебаний  $\varphi$ , а при рабочей частоте  $f_{op}$  в ней распространяется бегущая волна с рабочим видом колебаний  $\varphi_{op}$ . Будем считать, что электромагнитная волна переносит энергию в направлении возрастания номеров ячеек. Тогда  $\dot{X}_n = \dot{X}_{n+1} \exp(\mp i\varphi)$ , а все уравнения системы (3.10) – (3.13), начиная с  $n=3$ , примут вид

$$1 - \frac{f^2}{f_c^2} - \left[ \frac{K^{(E)}}{2} + \frac{K^{(H)}}{2} \frac{f^2}{f_c^2} \right] \exp(\pm i\varphi) - \left[ \frac{K^{(E)}}{2} + \frac{K^{(H)}}{2} \frac{f^2}{f_c^2} \right] \exp(\mp i\varphi) = 0.$$

Здесь и в дальнейшем верхний знак перед видом колебаний  $\varphi$  или  $\varphi_{op}$  соответствует положительной дисперсии у рассматриваемой моды, а нижний – отрицательной дисперсии. В результате получим дисперсионное соотношение

$$f = f_c \sqrt{\frac{1 - K^{(E)} \cos \varphi}{1 + K^{(H)} \cos \varphi}}; f_c = f_{\pi/2} = f_{op} \sqrt{\frac{1 + K^{(H)} \cos \varphi_{op}}{1 - K^{(E)} \cos \varphi_{op}}}. \quad (3.14)$$

Из этого соотношения следует, что частота ячеек секции равна частоте  $\pi/2$  вида колебаний рассматриваемой волны ( $f_c = f_{\pi/2}$ ). Если  $K^{(H)} > -K^{(E)}$ , то дисперсия рассматриваемой волны положительна, если  $K^{(H)} < -K^{(E)} < 0$ , то дисперсия –

отрицательна, а если  $K^{(H)} = -K^{(E)}$ , то дисперсионная характеристика на диаграмме  $(f, \varphi)$  имеет нулевой наклон. Коэффициенты емкостной и индуктивной связи могут быть определены по значению частоты  $f_{\pi/2}$  вида колебаний  $\pi/2$  и значениям частот  $f_{\varphi_1}$  и  $f_{\varphi_2}$  двух других видов колебаний  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ . Эти частоты могут быть рассчитаны по геометрическим размерам ячеек с использованием программ численного электродинамического моделирования. Выражения для величин  $K^{(E)}$  и  $K^{(H)}$  имеют вид

$$K^{(E)} = \frac{1 - \left(\frac{f_{\varphi_1}}{f_{\pi/2}}\right)^2}{\cos \varphi_1} \frac{1 + K^{(H)} \cos \varphi_1}{\cos \varphi_2} = \frac{1 - \left(\frac{f_{\varphi_2}}{f_{\pi/2}}\right)^2}{\cos \varphi_2} \frac{1 + K^{(H)} \cos \varphi_2}{\cos \varphi_1}; \quad (3.15)$$

$$K^{(H)} = \frac{\left(\left(\frac{f_{\varphi_2}}{f_{\pi/2}}\right)^2 - 1\right) \cos \varphi_1 - \left(\left(\frac{f_{\varphi_1}}{f_{\pi/2}}\right)^2 - 1\right) \cos \varphi_2}{\left(\left(\frac{f_{\varphi_1}}{f_{\pi/2}}\right)^2 - \left(\frac{f_{\varphi_2}}{f_{\pi/2}}\right)^2\right) \cos \varphi_1 \cos \varphi_2}, \varphi_1 \neq 90^\circ; \varphi_2 \neq 90^\circ. \quad (3.16)$$

Если однородная бесконечная секция состоит из одинаковых ячеек с потерями (то есть  $Q_n = Q_c \neq \infty$ ), то  $\dot{X}_{n-1} = \dot{X}_n \exp(\alpha D \pm i\varphi)$  и  $\dot{X}_{n+1} = \dot{X}_n \exp(-\alpha D \mp i\varphi)$ , где  $\alpha$  – коэффициент затухания электромагнитной волны в этой секции, а  $D$  – ее период. В этом случае дисперсионное соотношение имеет вид

$$\cosh(\alpha D) = \frac{1}{2 Q_c^2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right]^2 \sin^2 \varphi + K^{(E)} K^{(H)} \cos^2 \varphi} \times$$

$$\times \left[ \left( (K^{(E)} - K^{(H)})^2 \cos^2 \varphi + 4 Q_c^2 (K^{(E)} + K^{(H)})^2 \sin^2 \varphi + 1 \right) \times \right. \quad (3.17)$$

$$\times \left. \left( Q_c^2 (K^{(E)} + K^{(H)})^2 \sin^2 \varphi + K^{(E)} K^{(H)} \cos^2 \varphi \right)^{1/2} - \right.$$

$$\left. - (K^{(E)} - K^{(H)}) \cos \varphi \right];$$

$$f_c = f_{\pi/2}; f = f_c \sqrt{\frac{1 - K^{(E)} \cosh(\alpha D) \cos \varphi}{1 + K^{(H)} \cosh(\alpha D) \cos \varphi}}. \quad (3.18)$$

Выражения для комплексного нормированного входного сопротивления и комплексного коэффициента отражения секции в некоторой референсной плоскости подводящего волновода можно получить из уравнения (3.10), если предварительно разделить его левую и правую часть на комплексную амплитуду  $\dot{X}_1 = \dot{I}_1 / \sqrt{C_{\Sigma 1}}$ :

$$\frac{\dot{Z}_{\text{BX}}}{r_{\Gamma}} = \left( \frac{1}{\chi_1} + i \frac{Q_1}{\chi_1} \left( \frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \left( \frac{f_1 K_1^{(E)}}{f} \frac{1}{2} + \frac{f K_1^{(H)}}{f_2} \frac{1}{2} \right) \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \right) \right)^{-1}; \quad (3.19)$$

$$\dot{\Gamma}(f) = \frac{Z_{\text{BX}} / r_{\Gamma} - 1}{Z_{\text{BX}} / r_{\Gamma} + 1} = \frac{\chi_1 - 1 - i Q_1 \left( \frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \left( \frac{f_1 K_1^{(E)}}{f} \frac{1}{2} + \frac{f K_1^{(H)}}{f_2} \frac{1}{2} \right) \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \right)}{\chi_1 + 1 + i Q_1 \left( \frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \left( \frac{f_1 K_1^{(E)}}{f} \frac{1}{2} + \frac{f K_1^{(H)}}{f_2} \frac{1}{2} \right) \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \right)}. \quad (3.20)$$

Здесь  $\dot{Z}_{\text{BX}} / r_{\Gamma} = \dot{Z}_{\text{BX}} / Z_{\text{B1}} = \dot{z}_{\text{BX}}$  – комплексное входное сопротивление отклоняющей секции, нормированное на волновое сопротивление подводящего волновода. При этом положение референсной плоскости подводящего волновода выбрано так,

чтобы при  $\chi_1 = 0$  выполнялись условия  $\dot{z}_{\text{вх}} = 0$  и  $\dot{\Gamma}(f) = -1$ .

Отношение комплексных амплитуд  $\dot{X}_2 / \dot{X}_1$  можно вычислить из системы уравнений (3.10) – (3.13) при заданных параметрах всех ячеек секции и заданной частоте генератора  $f$ .

Из выражения (3.20) можно определить частоту первой ячейки и ее коэффициент связи с подводющим волноводом, при которых  $\dot{\Gamma}(f_{\text{оп}}) = 0$ .

$$\begin{aligned} \left( \frac{f_1}{f_{\text{оп}}} \right) = & \frac{1}{2 \left[ 1 - \frac{K_1^{(E)}}{2} \Re \left( \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \Big|_{f_{\text{оп}}} \right) \right]} \times \\ & \times \left( \frac{K_1^{(H)}}{2} \left( \frac{f_{\text{оп}}}{f_2} \right) \Re \left( \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \Big|_{f_{\text{оп}}} \right) \pm \left[ \left[ \frac{K_1^{(H)}}{2} \left( \frac{f_{\text{оп}}}{f_2} \right) \Re \left( \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \Big|_{f_{\text{оп}}} \right) \right]^2 + \right. \\ & \left. + 4 \left[ 1 - \frac{K_1^{(E)}}{2} \Re \left( \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \Big|_{f_{\text{оп}}} \right) \right] \right]^{1/2} \right); \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\chi_1 = 1 - Q_1 \left[ \frac{f_1}{f_{\text{оп}}} \frac{K_1^{(E)}}{2} + \frac{f_{\text{оп}}}{f_2} \frac{K_1^{(H)}}{2} \right] \Im \left( \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \Big|_{f_{\text{оп}}} \right). \quad (3.22)$$

Знак перед квадратным корнем в выражении (3.21) следует выбирать, исходя из физического смысла.

### 3.3.2. Оптимизация параметров ячеек входного и выходного трансформатора типа волны

Рассмотрим полубесконечную однородную секцию, состоящую из одинаковых ячеек без потерь и входного ТТВ. Будем считать, что  $Q_1 \neq \infty$ ,  $Q_2 = Q_3 = Q_4 = \dots = \infty$ ;

$K_2^{(E)} = K_3^{(E)} = \dots = K^{(E)} \neq K_1^{(E)}$ ,  
 $K_2^{(H)} = K_3^{(H)} = \dots = K^{(H)} \neq K_1^{(H)}$ , а частоты всех ячеек кроме ячейки ГТВ одинаковы и равны

$$f_2 = f_3 = \dots = f_c = f_{\pi/2} = f_{\text{оп}} \sqrt{\frac{1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}}{1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}}} \neq f_1.$$

Пусть при частоте генератора  $f$  в секции, начиная со второй ячейки, распространяется бегущая волна с видом колебаний  $\dot{X}$ . В этом случае из системы уравнений (3.10) – (3.13) можно получить следующее выражение для отношения комплексных амплитуд  $\dot{X}_2 / \dot{X}_1$ :

$$\left( \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} \right) = \frac{\left[ K_1^{(E)} + K_1^{(H)} \frac{f}{f_1} \frac{f}{f_c} \right] \left[ 1 + K^{(H)} \cos \varphi \right]}{K^{(H)} + K^{(E)}} \exp(\mp i\varphi). \quad (3.23)$$

Тогда соотношения (3.21) и (3.22) можно привести к виду

$$\left( \frac{f_1}{f_{\text{оп}}} \right) = \frac{K_1^{(E)} K_1^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \sqrt{\left[ 1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \left[ 1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right]}}{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] - \left[ K_1^{(E)} \right]^2 \left[ 1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}} \pm$$

$$\pm \left\{ \frac{\left[ K_1^{(E)} K_1^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \sqrt{\left[ 1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \left[ 1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right]} \right]^2}{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] - \left[ K_1^{(E)} \right]^2 \left[ 1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}} \right\} +$$

$$\pm \left\{ \frac{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] + \left[ K_1^{(H)} \right]^2 \left[ 1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}}{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] - \left[ K_1^{(E)} \right]^2 \left[ 1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}} \right\} \quad (3.24)$$

и

$$\chi_1 = 1 + Q_1 \frac{f_{\text{оп}}}{f_1} \frac{\left[ K_1^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}} \frac{f_1}{f_{\text{оп}}} + K_1^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}} \right]^2 \sin \varphi_{\text{оп}}}{2 |K^{(E)} + K^{(H)}|} \quad (3.25)$$

соответственно.

Выражение для комплексного коэффициента отражения от полубесконечной однородной секции без потерь на некоторой частоте  $f$  имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{\Gamma}(f) = & \\ & \left. \chi_1 - 1 - iQ_1 \left\{ \frac{\frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \frac{f}{f_1} \left[ \frac{f_1}{f} K_1^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi} + K_1^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi} \right]^2}{2 [K^{(E)} + K^{(H)}]} \right\} \exp(\mp i\varphi) \right\} \\ = & \frac{\left. \chi_1 + 1 + iQ_1 \left\{ \frac{\frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \frac{f}{f_1} \left[ \frac{f_1}{f} K_1^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi} + K_1^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi} \right]^2}{2 [K^{(E)} + K^{(H)}]} \right\} \exp(\mp i\varphi) \right\}}{2} \quad (3.26) \end{aligned}$$

Здесь частота  $f$  связана с видом колебаний  $\varphi$  дисперсионным соотношением (3.14).

Введем коэффициент связи первой ячейки с полубесконечной однородной секцией без потерь, которую мы можем рассматривать как линию, волновое сопротивление которой зависит от частоты:

$$\chi_{1,2}(f) = Q_1 \frac{f}{f_1} \frac{\left[ \frac{f_1}{f} K_1^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi} + K_1^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi} \right]^2 \sin \varphi}{2 |K^{(E)} + K^{(H)}|}. \quad (3.27)$$

Значение частоты  $f_1$  определяется соотношением (3.24).

Тогда выражения (3.25) и (3.26) можно переписать в следующем виде:

$$\chi_1 = 1 + \chi_{1,2}(f_{\text{оп}}), \quad (3.28)$$

Выражение для коэффициента отражения записывается так:

$$\begin{aligned} \dot{\Gamma}(f) = & \\ & \left\{ \frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \frac{\frac{f}{f_1} \left[ \frac{f_1}{f} K_1^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi} + K_1^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi} \right]^2 \cos \varphi}{2 [K^{(E)} + K^{(H)}]} \right\} \\ = & \frac{\left\{ \frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \frac{\frac{f}{f_1} \left[ \frac{f_1}{f} K_1^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi} + K_1^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi} \right]^2 \cos \varphi}{2 [K^{(E)} + K^{(H)}]} \right\}}{\left\{ \frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} + \frac{\frac{f}{f_1} \left[ \frac{f_1}{f} K_1^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi} + K_1^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi} \right]^2 \cos \varphi}{2 [K^{(E)} + K^{(H)}]} \right\}} \quad (3.29) \end{aligned}$$

что в свою очередь можно представить как

$$\Gamma(f) = \frac{\chi_1 - 1 - \chi_{1,2} f - iQ_{1\text{якв}} \left( \frac{f}{f_{\text{оп}}} - \frac{f_{\text{оп}}}{f} \right)}{\chi_1 + 1 + \chi_{1,2} f + iQ_{1\text{якв}} \left( \frac{f}{f_{\text{оп}}} - \frac{f_{\text{оп}}}{f} \right)}, \quad (3.30)$$

где новый параметр первой ячейки  $Q_{1\text{якв}}$  равен

$$Q_{1\text{якв}} = \frac{Q_1 \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}][1 - K^{(E)} \cos \varphi][1 + K^{(H)} \cos \varphi][1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}]}}{[K^{(E)} + K^{(H)}] \cos \varphi_{\text{оп}} - \cos \varphi} \times$$

$$\times \left\{ \frac{f_{\text{оп}} \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}][1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}]}}{f_1 \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}][1 + K^{(H)} \cos \varphi]}} - \frac{f_1 \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}][1 + K^{(H)} \cos \varphi]}}{f_{\text{оп}} \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi][1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}]}} + \right.$$

$$+ \frac{1}{2} \frac{f_{\text{оп}} \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi][1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}]}}{f_1 \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}][1 + K^{(H)} \cos \varphi]}} [1 - K^{(E)} \cos \varphi] \times$$

$$\left. \times \frac{1}{K^{(E)} + K^{(H)}} \left[ \frac{f_1 \sqrt{[1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}][1 + K^{(H)} \cos \varphi]}}{f_{\text{оп}} [1 - K^{(E)} \cos \varphi] \sqrt{[1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}]}} K_1^{(E)} + K_1^{(H)} \right]^2 \cos \varphi \right\}. \quad (3.31)$$

Можно показать, что параметр  $Q_{1\text{якв}}$  почти не зависит от частоты.

Определим теперь параметры последней ячейки, при которых отражение от нее отсутствует при частоте генератора  $f = f_{\text{оп}}$ , а

в отрезке однородной секции без потерь, предшествующем этой ячейке, распространяется бегущая волна с видом колебаний  $\Phi_{\text{оп}}$ .

Эти параметры мы можем найти из последних двух уравнений системы (3.10) – (3.13), положив в них  $\dot{X}_{N-2} = \dot{X}_{N-1} \exp(\pm i\varphi_{\text{оп}})$ .

В результате получим следующие выражения для параметров последней ячейки:

$$\frac{f_{\text{оп}}}{f_N} = - \frac{K_{N-1}^{(E)} K_{N-1}^{(H)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}} \cos \varphi_{\text{оп}}}{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] + \left[ K_{N-1}^{(H)} \right]^2 \left[ 1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}} \pm$$

$$\pm \left\{ \frac{\left[ \frac{K_{N-1}^{(E)} K_{N-1}^{(H)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}}} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}}} \cos \varphi_{\text{оп}}}{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] + \left[ K_{N-1}^{(H)} \right]^2 \left[ 1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}} \right]^2}{\frac{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] - \left[ K_{N-1}^{(E)} \right]^2 \left[ 1 + K^{(H)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}}{2 \left[ K^{(E)} + K^{(H)} \right] + \left[ K_{N-1}^{(H)} \right]^2 \left[ 1 - K^{(E)} \cos \varphi_{\text{оп}} \right] \cos \varphi_{\text{оп}}}} \right\} ;$$

$$(3.32)$$

$$\varphi_{\text{оп}} \neq \frac{\pi}{2}, \frac{Q_N}{1 + \chi_N} = \frac{1}{\left( \frac{f_{\text{оп}}}{f_N} - \frac{f_N}{f_{\text{оп}}} \right) \frac{\sin \varphi_{\text{оп}}}{\cos \varphi_{\text{оп}}}} ; \varphi_{\text{оп}} = \frac{\pi}{2}, \frac{Q_N}{1 + \chi_N} = 2 \frac{|K^{(E)} + K^{(H)}|}{\left[ K_{N-1}^{(E)} + K_{N-1}^{(H)} \right]^2}.$$

$$(3.33)$$

$$\chi_{N,N-1}(f) = \frac{Q_N \left[ \frac{f_N}{f} K_{N-1}^{(E)} \sqrt{1 + K^{(H)} \cos \varphi} + K_{N-1}^{(H)} \sqrt{1 - K^{(E)} \cos \varphi} \right]^2 \sin \varphi}{2 \frac{f_N}{f_{op}} |K^{(E)} + K^{(H)}|}; \quad (3.34)$$

$$\chi_N = \chi_{N,N-1}(f_{op}) - 1. \quad (3.35)$$

### 3.3.3. Программа численной настройки ГТВ на бегущей волне

На основе написанных выше выражений создана программа в среде LabView, служащая для настройки и анализа отклоняющих структур. Интерфейс программы показан на рис. 3.21.

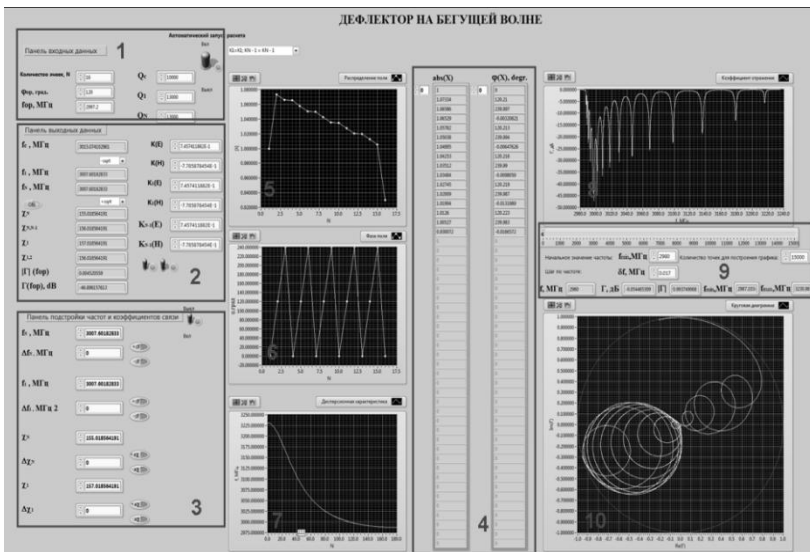


Рис. 3.21. Интерфейс программы анализа отклоняющих структур методом эквивалентных схем

На рис. 3.21 цифрами обозначены следующие узлы:

- «1» – панель входных параметров с элементами управления;
- «2» – панель расчета коэффициентов связи между ячейками по электрическому и магнитному полю, собственных частот, коэффициентов связи и отражения;
- «3» – панель подстройки собственных частот и коэффициентов связи;
- «4» – таблица, показывающая значение амплитуды и фазы в каждой ячейке;
- «5» – графики распределения амплитуды поля вдоль структуры;
- «6» – графики распределения фазы отклоняющего поля вдоль структуры;
- «7» – график дисперсионной характеристики;
- «8» – график коэффициента отражения в полосе частот;
- «9» – панель управления масштабом оси частот на графике «8»;
- «10» – график импедансной характеристики отклоняющей структуры на диаграмме Смита.

Панели 1 и 2 содержат текстовые поля для ввода радиотехнических параметров отклоняющей структуры, перечисленных в табл. 3.2.

В панели 2 выводятся оптимальные (настроенные) параметры ТТВ, т.е. значения собственных частот ТТВ, коэффициентов связи между ячейками ними и подводящим и отводящим волноводом, а также и с первой и последней ячейками регулярной части.

На панели 3 расположены окна, позволяющие изменять параметры ТТВ относительно настроенных для исследования поведения величин, выводящихся на графиках 5, 6, 7, 8 и 10.

Значения амплитуды и фазы отклоняющего поля в каждой ячейке отклоняющей структуры автоматически сводятся в таблицу «4».

Такие параметры, как собственные частоты ячеек, коэффициенты связи между ячейками, коэффициенты связи входной и выходной ячейки ТТВ с ближайшей ячейкой регулярной части (панели 2 и 3), имеют подстроечные стрелочки для ступенчатого изменения величины параметра. Тумблер на панели 3 включает и выключает режим подстройки собственных частот ТТВ и их коэффициентов связи.

Таблица 3.2

## Обозначения входных радиотехнических параметров

Название переменной	Единица измерения	Значение
$N$	шт.	Количество ячеек, включая ТТВ
$\Phi_{op}$	градус	Рабочий вид колебаний
$f_{op}$	МГц	Рабочая частота
$Q_c$	отн. ед.	Добротность ячеек регулярной части
$Q_1$	отн. ед.	Добротность входного ТТВ
$Q_N$	отн. ед.	Добротность выходного ТТВ
$f_c$	МГц	Собственная частота ячеек регулярной части
$f_1$	МГц	Собственная частота входного ТТВ
$f_N$	МГц	Собственная частота выходного ТТВ
$\chi_1$	отн. ед.	Коэффициент связи входного ТТВ с подводящим волноводом
$\chi_{1,2}$	отн. ед.	Коэффициент связи входного ТТВ с ячейкой регулярной части
$\chi_{N,N-1}$	отн. ед.	Коэффициент связи выходного ТТВ с последней ячейкой регулярной части
$\chi_N$	отн. ед.	Коэффициент связи выходного ТТВ с отводящим волноводом
$K(E)$	отн. ед.	Коэффициент связи по электрическому полю ячеек регулярной части
$K(H)$	отн. ед.	Коэффициент связи по магнитному полю ячеек регулярной части
$K_1(E)$	отн. ед.	Коэффициент связи по электрическому полю входного ТТВ с соседней ячейкой
$K_1(H)$	отн. ед.	Коэффициент связи по магнитному полю входного ТТВ с соседней ячейкой
$K_{n-1}(E)$	отн. ед.	Коэффициент связи по электрическому полю выходного ТТВ с соседней ячейкой
$K_{n-1}(H)$	отн. ед.	Коэффициент связи по магнитному полю выходного ТТВ с соседней ячейкой

Ниже приведены результаты расчета характеристик отклоняющей структуры PITZ с помощью данной программы. Входные данные: рабочая частота – 2997,2 МГц, рабочий вид колебаний –  $120^\circ$ , собственная добротность ячеек регулярной части (добротность на виде колебаний  $90^\circ$ ) – 13000, вычисленные по дисперсионной кривой рабочей поляризации волны  $E_{11}$  (см. рис. 2.16) с помощью уравнения (3.14) коэффициенты емкостной и индуктивной связи между регулярными ячейками. Значения собственной добротности и коэффициентов емкостной и индуктивной связи, относящихся к ячейкам ТТВ, положили равными с регулярными ячейками. Таким образом,  $K_1^{(E)} = K_N^{(E)} = K^{(E)} = 0,74574$  и  $K_1^{(H)} = K_N^{(H)} = K^{(H)} = -0,77859$ . С такими значениями входных данных программа рассчитала оптимальные значения собственных частот ячеек ТТВ:  $f_1=f_N=3007,602$  МГц, коэффициентов связи между ними и подводящим и отводящим волноводом, а также первой и последней ячейкой регулярной части:  $\chi_{1,1}=157,02$ ,  $\chi_{1,2}=156,02$ ,  $\chi_{N,N-1}=155,02$ ,  $\chi_N=154,02$ .

Ниже приведены графики распределения нормированной амплитуды отклоняющего поля на оси структуры (рис. 3.22,*а*), а также его фазы (рис. 3.22,*б*) и коэффициента отражения в полосе частот 2950–3200 МГц (рис. 3.23).

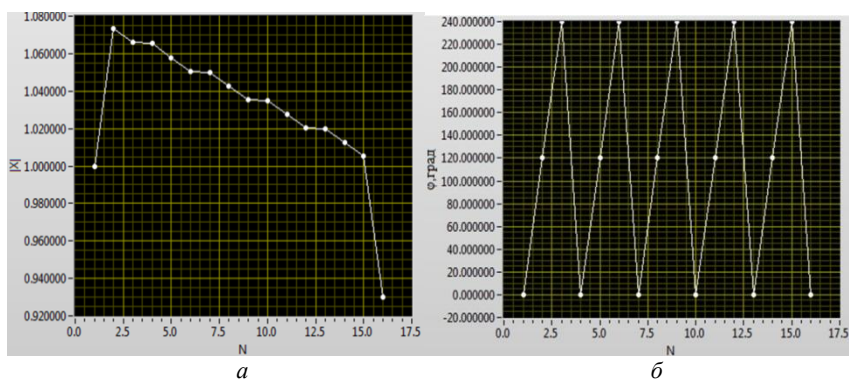


Рис. 3.22. Распределение нормированной амплитуды (*а*) и фазы (*б*) отклоняющего поля на оси 16-ячеечной структуры

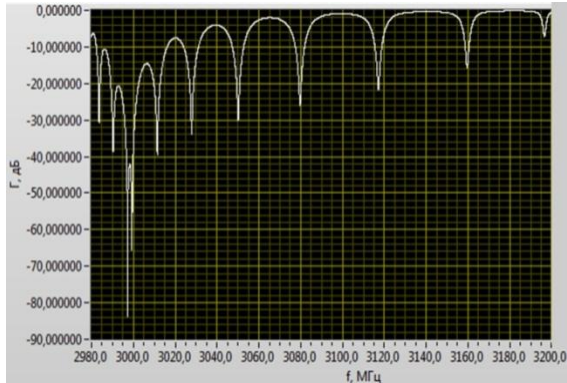


Рис. 3.23. Частотная зависимость коэффициента отражения от входа в 16-ячеечную структуры в диапазоне 2980-3200 МГц

Рассчитанное значение коэффициента отражения на рабочей частоте 2997,2 МГц составляет  $-43$  дБ.

Полученные с помощью данной программы зависимости согласуются с аналогичными зависимостями, рассчитанными в программе CST MWS (см. рис. 3.6, 3.7 и 3.9). Разработанная программа дает возможность исследования и качественного анализа отклоняющих структур при изменении того или иного параметра входного или выходного ТТВ, что может быть полезно, например, для процесса настройки изготовленных устройств. Программа позволяет быстро оценивать изменения распределения отклоняющего поля на оси или частотной зависимости коэффициента отражения при сериях измерений, следующих за физическими изменениями размеров устройств ввода мощности, поскольку время расчета в данной программе несравнимо меньше времени расчета в программах полноценного трехмерного моделирования.

### 3.4. Анализ наведенных полей в высокочастотном дефлекторе

При пролете пучка вдоль ВЧ-дефлектора кроме волны  $E_{11}$  при рабочей поляризации могут возбуждаться и ее паразитная поляризация, основная ускоряющая волна  $E_{01}$ , а также волны высших типов (ВВТ). Среди ВВТ можно выделить волны типа  $E_{mn}$

и  $H_{mn}$ , где  $m$  и  $n$  – число вариаций по азимуту и радиусу соответственно. Волны с  $m=0$  являются аксиально-симметричными, при  $m=1$  волна – дипольная, при  $m=2$  – квадрупольная и т.д. На рис. 3.24 показаны распределения напряженностей электрического поля с  $m=0,1,2$  в поперечном сечении отклоняющей структуры ВЧ-дефлектора.

Согласно (3.2) у дипольных и квадрупольных волн продольная компонента электрического поля равна нулю на оси структуры и увеличивается с удалением от нее. Обычно к наибольшему смещению пучка от оси приводят дипольные волны [35].

Следует отметить, что наведенные пролетающим пучком поля существуют как отдельные электромагнитные колебания, которые можно описать как сумму всех резонансных мод, возбужденных внутри конкретной структуры. Наведенные поля с частотой выше частоты отсечки волновода распространяются вдоль всей структуры, а с частотой ниже – остаются запертыми в ней и затухают согласно их постоянным времени, воздействуя на сгустки, следующие за наводящими поле частицами. Наибольшую опасность представляют высокочастотные ВВТ (с большой величиной постоянной времени) с поперечными компонентами, которые теоретически могут вызвать рост излучения, что в свою очередь приведет к полному разрушению пучка [36, 37].

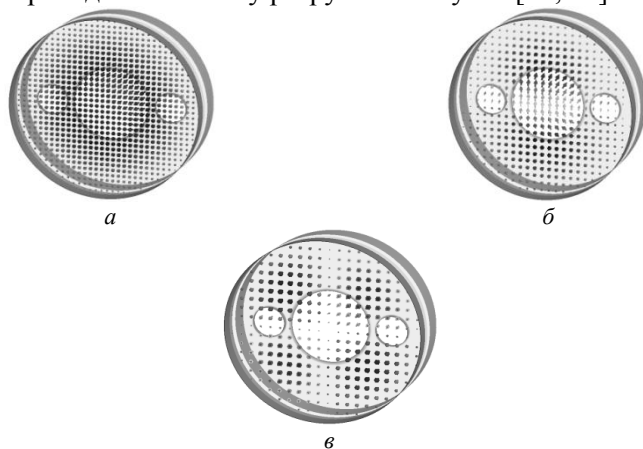


Рис. 3.24. Распределения напряженностей электрического поля: а – монопольных волн; б – дипольных волн; в – квадрупольных волн

Наведенные поля можно классифицировать по дальности их действия. Поле, наведенное началом ультрарелятивистского пучка и перемещающееся к его хвосту, вызывая потерю энергии и поперечное отклонение частиц в хвосте, называется полем ближней зоны. Поля дальней зоны воздействуют на последующие сгустки. В данной работе будет рассмотрен последний тип наведенных волн.

При исследовании наведенных полей вводятся понятия продольного коэффициента потерь и поперечного кик-фактора, определяемые для каждой отдельно взятой волны [38]:

$$k_{\text{пот}m} = \frac{\left| \int_0^L E_{zm}(x=y=0, z) e^{\frac{i\omega_m z}{c}} dz \right|}{4U_m} = \frac{\omega_m}{4} \left( \frac{R_z}{Q} \right)_m \frac{В}{\text{Кл}}, \quad (3.36)$$

$$k_{\perp} = \frac{\left| \int_0^L E_{zm}(r=a, z) e^{\frac{i\omega_m z}{c}} dz \right|}{4aU_m} = \left( \frac{R_{\perp}}{Q} \right)_m \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_z} \cdot \frac{В}{\text{Кл} \times \text{м}}, \quad (3.37)$$

где  $\sigma_z$  – продольный размер сгустка.

Для определения набора возбуждаемых волн проведен расчет 16-ячеечного ВЧ-дефлектора в программе ABCI с  $\sigma_z=2$  мм. Программа ABCI позволяет рассчитывать геометрии только в аксиально-симметричном приближении, поэтому геометрия ВЧ-дефлектора была существенно упрощена. Она состоит из 14 ячеек радиусом 55,278 мм, двух ячеек радиусом 52,53 мм и трубок дрейфа диаметром 40 мм. На рис. 3.25 показана расчетная геометрия в программе ABCI, а на рис. 3.26 приведены результаты расчетов частотного спектра продольного коэффициента потерь и поперечного импеданса в диапазоне частот до 8 ГГц с пронумерованными пиками.

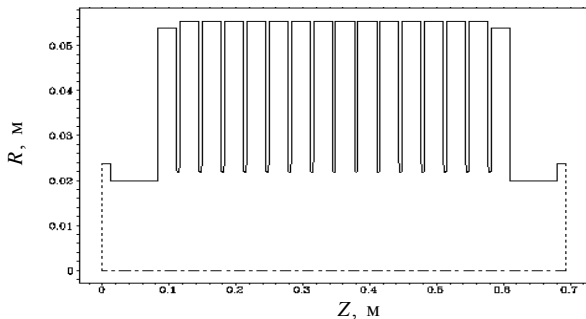


Рис. 3.25. Продольный профиль расчетной геометрии 16-ячеечного ВЧ-дефлектора в программе ABCI

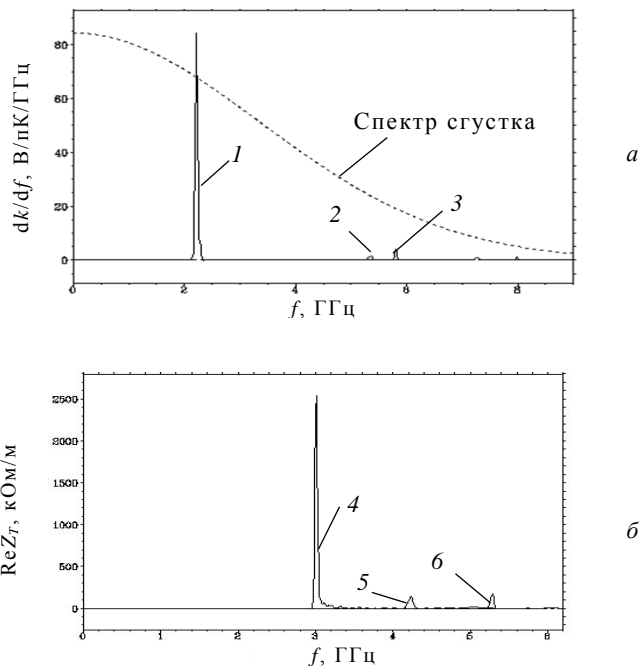


Рис. 3.26. Частотный спектр продольного коэффициента потерь (а) и частотная зависимость поперечного импеданса (б) для 16-ячеечного ВЧ-дефлектора и длине пучка  $\sigma_z=2$  мм

Для идентификации типов возбужденных пучком волн были рассчитаны дисперсионные кривые в резонансном макете отклоняющей структуры с двумя стабилизирующими отверстиями (см. рис. 2.1,*а*) вплоть до 8 ГГц. Помимо обозначенных выше двух индексов «*m*» и «*n*», для классификации полученных волн добавлен третий индекс «*k*», характеризующий вариацию вдоль периода структуры. Поляризации волн обозначены в скобках согласно системе координат на рис. 1.7. Так, рабочая поляризация дипольной волны  $E_{11}$  обозначена «*Y*».

При рассмотрении ультрарелятивистских электронов максимальное взаимодействие частиц с полем происходит при  $\beta_\phi=1$ . Из формулы (1.29) видно, что этому условию на дисперсионной зависимости отвечают точки пересечения дисперсионных кривых с прямой, соответствующей относительной фазовой скорости, равной единице (характеристические точки). На рис. 3.27 изображена дисперсионные зависимости ВВТ отклоняющей структуры ВЧ-дефлектора со стабилизирующими отверстиями, а также проведена линия, отвечающая условию  $\beta_\phi=1$ .

Для каждой характеристической точки найдено значение резонансной частоты, собственной добротности, шунтового сопротивления (1.7) и коэффициента потерь (3.45). Для мультипольных волн вычислялось поперечное погонное шунтовое сопротивление, а для монопольных – продольное погонное шунтовое сопротивление. Так как не представляется возможным рассчитать параметры непосредственно в некоторых характеристических точках (данные известны лишь в дискретных точках, отвечающих резонансным модам макета), то сначала расчет проводился в двух резонансных точках, соседних с характеристической. Искомое же значение находилось путем интерполирования. Полученные данные приведены в табл. 3.3 и 3.4. Пики 1, 2 и 3 частотного спектра продольного коэффициента потерь (см. рис. 3.26,*а*) соответствуют монопольным волнам  $E_{010}$  (ускоряющая волна),  $E_{020}$  и  $E_{011}$ . Пики 4, 5 и 6 на рис. 3.26,*б* соответствуют дипольным волнам  $E_{110}$ ,  $E_{210}(X)$  и  $E_{220}(Y)$ . Важно отметить, что в силу аксиально-симметричного приближения, на частотных зависимостях на рис. 3.26,*б*

отсутствуют пики, соответствующие взаимно-ортогональным поляризациям дипольных волн.

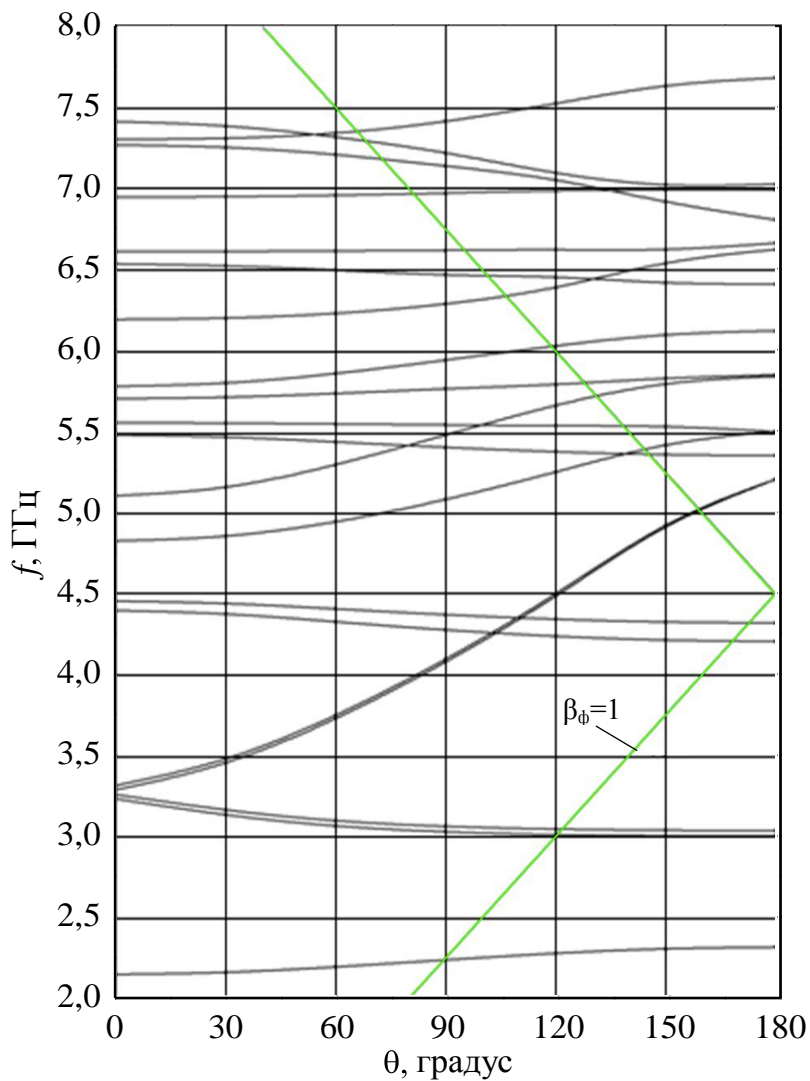


Рис. 3.27. Дисперсионные характеристики ВВТ в отклоняющей структуре deflectора

Таблица 3.3

Характеристики монополярных волн в структуре  
с двумя стабилизирующими отверстиями

Тип волны	$f$ , МГц	$Q$	$r_{ш.эф.}$ , МОм/м	$R_{ш.эф.}$ , МОм	$k_{пот.}$ $\frac{B}{пКл \times M}$
$E_{010}$	2238,5	13100	7,133	3,8	1,94
$E_{020}$	5388,2	24200	4,4	2,34	1,5
$E_{011}$	5800,0	14100	0,7	$2 \times 10^{-5}$	0,5

Таблица 3.4

Характеристики монополярных волн в структуре  
с двумя стабилизирующими отверстиями

Тип волны	$f$ , МГц	$Q$	$r_{ш.эф.}$ , МОм/м	$R_{ш.эф.}$ , МОм	$k_L$ , $\frac{B}{пКл \times M}$
$E_{110}(Y)$	2997,2	11600	6,7	3,2	3,42
$E_{110}(X)$	3046,4	11800	6,7	3,2	3,56
$E_{210}(Y)$	4206,4	13400	0,05	0,3	0,02
$E_{210}(X)$	4319,4	15100	1,8	1	0,8
$HE_{111}(Y)$	5019,0	23600	0,8	0,5	0,3
$HE_{111}(X)$	5028,7	24500	0,84	0,4	0,3
$E_{310}(Y)$	5360,5	16000	$10^{-6}$	$10^{-6}$	$4 \times 10^{-6}$
$E_{310}(X)$	5533,9	19600	$10^{-4}$	$10^{-4}$	$7 \times 10^{-5}$
$H_{211}$	5716,7	16900	$10^{-3}$	$10^{-3}$	$10^{-3}$
$H_{011}$	6029,2	21600	$10^{-4}$	$10^{-4}$	$6 \times 10^{-5}$
$E_{410}(Y)$	6462,3	14000	$10^{-3}$	$10^{-3}$	$6 \times 10^{-3}$
$E_{410}(X)$	6335,0	13000	0,9	0,5	0,7
$E_{220}(Y)$	6620,5	14200	1,5	0,8	1,1
$E_{411}(Y)$	7317,6	16100	$10^{-3}$	$10^{-3}$	$10^{-3}$
$E_{220}(X)$	7343,3	26600	$10^{-4}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$

Как видно из полученных данных, среди монополюсных волн сильнее всего с пучком будет взаимодействовать основная ускоряющая волна  $E_{01}$ , а среди дипольных – рабочая волна  $E_{11}(Y)$  и ее ортогональная поляризация. Остальные ВВТ практически не оказывают влияния на пучок.

Для нивелирования этих эффектов при проектировании дефлекторов возможно добавление устройств связи для вывода волн  $E_{01}$  и  $E_{11}(X)$ , однако в данном случае общее взаимодействие ВВТ «теплого» ВЧ-дефлектора с пролетающими пучками намного ниже по сравнению со сверхпроводящими ускоряющими резонаторами типа TESLA тракта XFEL, работающими на частоте 1300 МГц.

## **Выводы**

Описаны основные критерии настройки отклоняющих ВЧ-структур на режим бегущей волны. Исследованы три устройства ТТВ, настроенные на режим бегущей волны в 16-ячеечном ВЧ-дефлекторе на рабочей частоте 2997,2 МГц. По результатам расчетных исследований этих устройств выяснили, что ТТВ с запредельным вспомогательным волноводом обеспечивает лучшую симметризацию поля в области пролета пучка. Такой ТТВ принят в качестве рабочего для всех дефлекторов PITZ и XFEL, и даны результаты окончательной настройки размеров ТТВ для них.

Приведены результаты расчетов влияния длины переходной ячейки ТТВ на распределения отклоняющего поля (результатирующее для электрического и магнитного полей) на оси структуры. Выяснено, что ТТВ с длиной вдвое меньшей, чем период регулярных ячеек, имеет в 1,5 раза бóльшую эффективность отклонения частиц, чем ТТВ с длиной ячейкой равной периоду регулярных ячеек. Также показано, что при использовании такого ТТВ в ВЧ-дефлекторе, предназначенном для разворота пучка (т.е. в которых пучок находится в нулевой фазе), обеспечивается отсутствие поперечного кика при пролете ячейки трансформатора пучком. Таким образом, ТТВ указанной конструкции не ухудшает динамики пучка.

Описана математическая модель расчета КДВ со вводом ВЧ-мощности на дипольной волне  $E_{11}$ , основанная на методе эквивалентных схем. По этой модели в среде LabView написана программа расчета характеристик ВЧ-дефлекторов, настройки собственных частот и коэффициентов связи ячеек ТТВ в режиме бегущей волны. Показано хорошее соответствие результатов расчетов по этой программе и программе полноценного трехмерного электродинамического моделирования CST Microwave Studio. Дано объяснение целесообразности использования программы в LabView для настройки изготовленных отклоняющих ВЧ-секций с ТТВ при большом количестве регулярных ячеек.

Приведен анализ расчета наведенных полей пучком с  $\sigma_z=2$  мм в 16-ячеечном ВЧ-дефлекторе PITZ и ВЧ-дефлекторе для инжектора XFEL. Показаны рассчитанные в ABCI частотные спектры продольного и поперечного импедансов наведенных полей в этих отклоняющих структурах в аксиально-симметричном приближении их геометрий. Проанализированы значимые ЭДХ ВВТ в диапазоне частот до 8 ГГц. На основе этого анализа выяснено, что все ВВТ, включая соответствующие пикам продольного и поперечного импеданса в частотной области, имеют на порядки меньшее влияние на пучок, чем рабочая дипольная волна  $E_{11}$ .

## **Глава 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И НАСТРОЙКА ВЧ-ДЕФЛЕКТОРА**

### **4.1. Методы измерения электродинамических характеристик отклоняющих структур**

К основным ЭДХ ускоряющих (отклоняющих) структур, которые могут быть определены в процессе измерений, относится, прежде всего, дисперсионная характеристика. Зная ее, можно найти фазовую и групповую скорости на любой частоте в полосе пропускания, а также коэффициент связи структуры [41]. В ряде случаев представляет интерес определение дисперсионной характеристики не только в основной полосе пропускания, но и для волн высших типов. Особое место в метрике занимает измерение составляющих электромагнитного поля в ускоряющих (отклоняющих) структурах, рассчитанных на работу как в режиме стоячей волны, так и бегущей волны. По данным этих измерений можно рассчитать значения шунтового сопротивления (продольного и поперечного). Среди других ЭДХ, которые подлежат измерениям, отметим добротность и затухание ВЧ-мощности, фазовый сдвиг электромагнитной волны на периоде структуры, а также степень согласования ускоряющей (отклоняющей) структуры с однородными передающими линиями, и величины отражений в структурах.

#### **4.1.1. Измерение резонансных частот**

Рассмотрим измерение резонансных частот на разных видах колебаний на примере резонансного макета с периодической структурой, возбуждаемой на волне  $E_{11}$ . Резонансный макет собирается из отдельных ячеек (в данном случае с двумя стабилизирующими отверстиями в диафрагме – см. рис. 2.3) и двух торцевых заглушек. Таким образом, резонатор состоит из некоторого числа полных ячеек и двух полужеек на концах. Необходимое давление в местах контакта элементов резонансного

макета осуществляется помещением резонатора в пресс, в котором предусмотрено создание фиксированного продольного сжатия.

В одной из заглушек предусмотрено два устройства связи с генератором и индикаторным прибором. Эти устройства могут быть выполнены в виде коаксиального разъема с петлей либо с коротким штырем, погруженным внутрь объема резонатора. Для измерений резонансных частот можно использовать векторный анализатор цепей. Тогда при подключении исследуемого резонансного объема по проходной схеме с двумя устройствами связи значения резонансных частот будут соответствовать частотные положения максимумов коэффициента передачи между устройствами связи. Если резонатор возбуждается только одним устройством связи, подключенным к анализатору, то резонансные частоты будут соответствовать частотным положениям минимумов коэффициента отражения от такого устройства связи. Для минимизации возмущения электромагнитных полей в исследуемом резонаторе устройства связи должны быть достаточно малы.

Для идентификации видов колебаний необходимо измерить распределение поля на оси в резонансном макете. Для этого используется небольшое возмущающее тело, перемещаемое вдоль оси резонатора. Такие измерения описаны в п. 4.1.2. При настройке резонатора на резонансную частоту возмущающее тело должно быть выведено из резонатора через отверстие в торцевой пластине.

Так как дисперсионная зависимость в координатах «частота – вид колебаний» периодична и четна, то ее можно разложить в ряд Фурье по косинусам [18]:

$$f = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\theta) \cdot \quad (4.1)$$

Коэффициенты разложения в ряд Фурье  $C_0$ ,  $C_k$  могут быть найдены по частотам известных видов колебаний. Так, зная частоты видов колебаний  $0$ ,  $\pi/2$ ,  $\pi$ , можно рассчитать через эти частоты коэффициенты  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  и использовать их для получения подробной дисперсионной зависимости.

Можно рассчитать резонансную частоту на любом виде колебаний  $\theta$ , если известны коэффициент связи  $k_{св}$  (см. формулу (2.12)) и частота вида колебаний  $\pi/2 f_{\pi/2}$ , по формуле

$$f_p = \frac{f_{\pi/2}}{\sqrt{1 - k_{св} \cos(\pi p / (N - 1))}}. \quad (4.2)$$

Весьма важно при проведении измерения резонансных частот оценить погрешность их измерения. Величина погрешности зависит от технологических допусков на размеры ячеек резонатора, от погрешности настройки в резонанс при определении резонансной частоты, от температуры окружающей среды.

Относительная погрешность определения частоты, обусловленная технологическими допусками на размеры структуры, вычисляется по формуле [18]

$$\delta f = \frac{\Delta f}{f_0} = \pm \frac{1}{f} \sqrt{\sum \left( \frac{df}{dq_i} \Delta q_i \right)^2}, \quad (4.3)$$

где  $f_0$  – резонансная частота,  $df/dq_i$  – производная от частоты по размеру структуры  $q_i$  (иными словами, чувствительность).

Влияние атмосферных условий при переходе от измеряемой частоты  $f_n$  к рабочей частоте  $f_p$  описывается следующей формулой [18]

$$(f_p - f_n) / f_n = \alpha(t - t_p) \sqrt{\varepsilon}, \quad (4.4)$$

где  $\alpha$  – термический коэффициент расширения материала резонатора (у меди  $1,7 \cdot 10^{-5}$ ),  $t_0$  и  $t$  – рабочая и измеряемая температуры соответственно.

Зависимость относительной диэлектрической постоянной  $\varepsilon$  от атмосферных условий имеет вид [18]:

$$\varepsilon = 1 + \frac{P}{T} \left[ 211 + \frac{\varphi P_{н.в.}}{P} \left( \frac{10160}{T} - 0,294 \right) \right] \cdot 10^{-6} \quad (4.5)$$

$P_{н.в.}$  – упругость насыщенных водяных паров при температуре  $T=t+273$ , причем

$$\lg P_{\text{н.в.}} = 7,45 \frac{T - 273}{T - 38,3} + 0,656 \cdot \quad (4.5)$$

Давления  $P$  и  $P_{\text{н.в.}}$  задаются в миллиметрах ртутного столба,  $\varphi$  – относительная влажность воздуха.

#### 4.1.2. Измерения электромагнитных полей в режиме стоячей волны

Измерения электрического и магнитного полей проводятся с использованием метода малых возмущений [42]. Суть этого метода состоит в следующем. Малое диэлектрическое или металлическое возмущающее тело с относительными значениями диэлектрической и магнитной постоянных  $\varepsilon$  и  $\mu$  вводится внутрь объема исследуемой структуры, состоящей из исследуемого резонатора и волноводов, связанных с резонатором. Затем при данном положении тела производится измерение изменения какой-либо характеристики резонатора (резонансной частоты, коэффициента отражения, коэффициента передачи, фазы коэффициента отражения, фазы коэффициента передачи и т.д.). Связи между измеряемыми величинами и амплитудами интересующих ВЧ-полей в точке положения тела показаны ниже.

Согласно теореме малых возмущений изменение резонансной частоты на величину  $\Delta f = f - f_0$  ( $f$  и  $f_0$  – возмущенная и невозмущенная резонансная частота, соответственно) вследствие внесения внутрь объема резонатора малого тела равно [42]

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{4W} \left[ \varepsilon_0(\varepsilon - 1) \int_{V_1} \vec{E} \vec{E}_0^* dV + \mu_0(\mu - 1) \int_{V_1} \vec{H} \vec{H}_0^* dV \right], \quad (4.6)$$

где  $V_1$  – объем тела с  $\varepsilon$  и  $\mu$ ,  $\vec{E}_0, \vec{H}_0$  ( $\vec{E}_0^*, \vec{H}_0^*$ ) – напряженности невозмущенного электрического и магнитного полей (комплексно-сопряженные значения);  $\vec{E}, \vec{H}$  – напряженности возмущенного электрического и магнитного полей;  $W$  – запасенная энергия. Из (4.7) следует, что при внесении диэлектрического или идеально проводящего металлического тела в область резонатора с электрическим полем резонансная частота уменьшается, а

при внесении проводящего металлического тела в область с магнитным полем резонансная частота увеличивается.

Если объем возмущающего тела  $V_1$  мал и поле в месте его размещения постоянно, то формулу (4.7) можно записать в виде

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{V_1}{4W} \left[ \varepsilon_0 \vec{P} \vec{E}_0^* + \mu_0 \vec{M} \vec{H}_0^* \right], \quad (4.7)$$

где  $\vec{P} = (\varepsilon - 1) \vec{E}$  – вектор поляризации возмущающего тела,  $\vec{M} = (\mu - 1) \vec{H}$  – вектор намагничивания возмущающего тела.

Рассмотрим возмущающее тело в виде эллипсоида с осями  $x, y, z$ . Для таких тел в системе координат, совпадающих с выбранными осями, тензор электрической восприимчивости  $p_{x,y,z}$  имеет только диагональные элементы, причем  $p_x + p_y + p_z = 1$ . Аналогичное выражение для тензора магнитной восприимчивости имеет вид:  $m_x + m_y + m_z = 1$ .

Учитывая связь между возмущенными и невозмущенными полями в виде

$$\vec{E} = \vec{E}_0 - p_i \vec{P}, \quad \vec{H} = \vec{H}_0 - m_i \vec{M}, \quad (4.8)$$

получим

$$E_i = E_{0i} / (1 + (\varepsilon - 1) p_i), \quad H_i = H_{0i} / (1 + (\mu - 1) m_i), \quad (4.9)$$

где индекс  $i$  означает компоненту по осям  $x, y, z$ .

Подставим (4.10) в (4.8), получим

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{V_1}{4W} \left[ \frac{\varepsilon_0 E_{0i}^2}{p_i + 1/(\varepsilon - 1)} + \frac{\mu_0 H_{0i}^2}{m_i + 1/(\mu - 1)} \right]. \quad (4.10)$$

Обозначив

$$k_i^E = \frac{V_1}{4} \frac{\varepsilon_0}{1/(\varepsilon - 1) + p_i}; \quad k_i^H = \frac{V_1}{4} \frac{\mu_0}{1/(\mu - 1) + m_i}, \quad (4.11)$$

получим

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{-\sum_i k_i^E E_{0i}^2 + \sum_i k_i^H H_{0i}^2}{W}. \quad (4.12)$$

Здесь  $k_i^E, k_i^H$  – формфакторы возмущающего тела по электрическому и магнитному полю соответственно, в направлении координатных осей  $i = x, y, z$ .

Для некоторых форм возмущающих тел формфакторы можно рассчитать аналитически. Так, для сферы из идеального проводника  $p_x=p_y=p_z=m_x=m_y=m_z=1/3$ , и соответствующие формфакторы равны [18]:

$$k^E = \pi \varepsilon_0 R^3; k^H = \frac{1}{2} \mu_0 \pi R^3 \quad (4.13)$$

для цилиндра с соотношением диаметра к длине  $2a/l \geq 1$   $p_x=p_y=m_x=m_y=1/2$ ,  $p_z=m_z=0$ ;

для вытянутого вдоль оси  $z$  эллипсоида вращения с большой полуосью  $c$  и малыми полуосями  $a=b$   $c/a \geq 1$

$$p_z = m_z = \frac{1-\gamma^2}{2\gamma^3} \left( \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma} - 2\gamma \right), \quad \gamma = \sqrt{1 - a/c^2},$$

$$p_x = p_y = m_x = m_y = 1 - p_z / 2;$$

для сплюснутого вдоль оси  $z$  эллипсоида ( $a=b \geq c$ )

$$p_z = m_z = \frac{1+\gamma^2}{\gamma^3} \gamma - \text{arctg} \gamma, \quad \gamma = \sqrt{a/c^2 - 1}.$$

При измерении продольной составляющей электрического поля  $E_{0z}$  в области, где отсутствует магнитное поле, например на оси цилиндрического резонатора с видом колебаний  $E_{010}$  (назовем этот резонатор эталонным), формула (4.13) имеет вид

$$\Delta f_3 / f_{03} = -k_z^E E_{0z3}^2 / W_3, \quad (4.14)$$

где  $W_3 = \int_V \frac{\varepsilon_0 E_{03}^2}{2} dv = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E_{0z3}^2 J_1^2(k_{кр} R_3) \pi R_3^2 l_3$  – запасенная энергия,

вычисленная по электрическому полю (индекс «э» означает, что все величины относятся к эталонному резонатору), и

$$k_z^E = -\frac{\pi}{2} \varepsilon_0 L_3 R_3^2 J_1^2(k_{кр} R_3) \frac{\Delta f_3}{f_{03}} \approx 0,374 \times 10^{-11} L_3 R_3^2 \frac{\Delta f_3}{f_{03}}, \frac{\text{м}^2 \text{с}}{\text{Ом}}. \quad (4.15)$$

Метод малых возмущений применяется для измерения распределения поля резонатора вдоль какого-либо направления, что служит для идентификации видов колебаний в резонаторе, измерения электрического поля на поверхности стенок резонаторов с целью прогнозирования их электрической

прочности, а также для измерения продольного или поперечного шунтового сопротивления резонатора.

В случае исследования структуры, состоящей из цепочки связанных резонаторов, напряженность поля в которых по длине меняется, проводят измерение резонансной частоты при дискретных положениях возмущающего тела вдоль оси (например,  $z$ ), то есть находят зависимость  $\Delta f = F(z)$ . Из этой зависимости затем рассчитывают искомое распределение поля, исходя из следующих соображений.

Амплитуду  $n$ -й гармоники в периодической структуре можно найти, разлагая в ряд Фурье полученную на основе измерений зависимость изменения резонансной частоты в функции положения возмущающего зонда, т.е. зависимость  $\Delta f(z) = f(z) - f_0$ , где  $f(z)$  – значения резонансной частоты, возмущенной зондом, находящимся в координате  $z$ . Введем параметр напряженности электрического поля  $\xi_{zn}$ , соответствующую гармонику с номером  $n$ , нормированным на величину  $\sqrt{PQ}$ , т.е.  $\xi_{zn} = E_{0zn} / \sqrt{PQ}$ . Используя выражение (2.1), определение добротности (2.13) и (4.13), получим введенный параметр в виде

$$\xi_{zn} = \sqrt{\frac{\Delta f_n}{2\pi k_z^E f_0^2}} \frac{\text{Ом}^{1/2}}{\text{м}}. \quad (4.16)$$

При выделении амплитуды основной гармоники ускоряющего поля  $\xi_{z0}$  используется участок эюры  $\xi_z z$ , снятый на оси резонансного макета. Так как период  $\xi_z z$  совпадает с  $\lambda_B = \lambda \beta_\phi$ , то

$$\xi_{z0} = \frac{2}{\lambda_B} \int_0^{\lambda_0/2} \xi_z(z) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_B} z\right) dz = \frac{2\Delta z}{\lambda_B} \sum_{n=1}^N \xi_z(n) \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_B} n\Delta z\right), \quad (4.17)$$

где  $\Delta z$  – шаг зонда между соседними экспериментальными точками,  $n$  – номер экспериментальной точки, а привязка координаты зонда соответствует его расположению в узле электрического поля при  $n=1$ .

В случае измерения поперечного электрического поля следует использовать диэлектрическое возмущающее тело в виде сплюснутого вдоль оси  $z$  эллипсоида.

При выборе размеров возмущающего тела необходимо учитывать два основных фактора: систематическую ошибку усреднения поля по объему, занятому возмущающим телом, и разрешающую способность измерительной аппаратуры [17]. Очевидно, что с ростом размеров тела ошибка усреднения возрастает, с другой стороны, при уменьшении размеров тела падает разрешающая способность. Оценить оптимальные размеры возмущающего тела можно в каждом конкретном случае, исходя из электродинамических характеристик исследуемого резонатора и параметров схемы измерений. Все установки для измерения напряженности поля по методу малых возмущений реализуются либо по схеме с генератором, следящим за резонансной частотой, либо по схеме с высокостабильным независимым генератором.

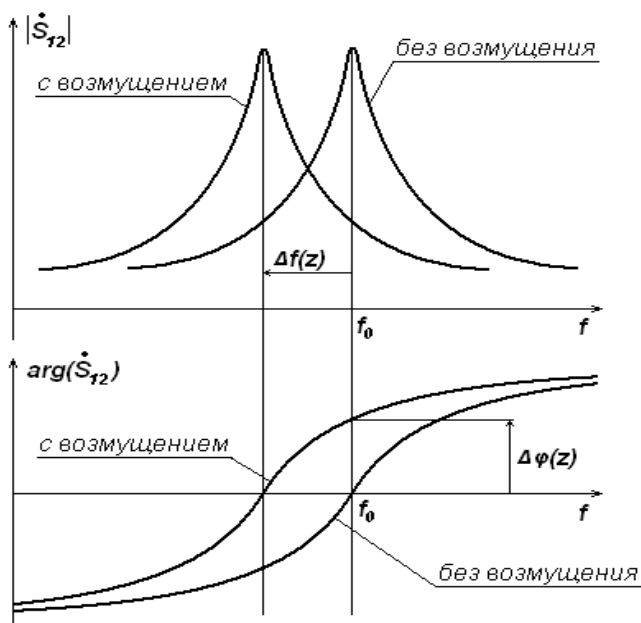


Рис. 4.1. Частотные зависимости амплитуды и фазы коэффициента передачи между устройствами связи с исследуемым резонатором при измерении поля методом малых возмущений

Если, как сказано выше, резонатор связан двумя линиями с измерительным прибором, то при использовании в качестве последнего векторного анализатора цепей, можно измерять изменение фазы  $\Delta\varphi(z)$  коэффициента передачи между устройствами связи (см. рис. 4.1) только на рабочей частоте. Этот способ намного быстрее, так как анализатор настроен на измерения на единственной частоте.

При этом изменение фазы будет связано с изменением резонансной частоты из-за возмущения телом следующим образом:

$$\Delta\varphi = \arctg(2Q_H \Delta f / f_0),$$

где  $Q_H$  – нагруженная добротность исследуемого резонатора, и отсюда

$$\Delta f = \frac{f_0}{2Q_H} \operatorname{tg} \Delta\varphi \approx \frac{f_0 \Delta\varphi}{2Q_H}, |\Delta\varphi| \leq 5^\circ. \quad (4.18)$$

Искомое распределение поля рассчитывается следующим образом:

$$\xi_z = \frac{E_z}{\sqrt{PQ_0}} = \sqrt{\frac{\Delta\varphi}{4\pi k_z^E f_0 Q_H}}. \quad (4.19)$$

На рис. 4.2 представлена типичные измеренные зависимости  $\Delta f(z)$  и  $\xi_y(z)$  для различных видов колебаний в отклоняющем резонаторе на частоте 2997,2 МГц, образованном из отрезка периодической структуры, состоящего из двух полных ячеек с периодом 33,34 мм и двух полуячеек.

Магнитное поле возможно измерить аналогичным способом, используя в качестве материала возмущающего тела металл. Тогда в отсутствие электрического поля в положении тела параметр напряженности магнитного поля равен

$$\zeta(z) = \frac{H(z)}{\sqrt{PQ}} = \sqrt{\frac{\Delta f(z)}{2\pi k_H f_0^2}}. \quad (4.20)$$

В данном случае формфактор тела по магнитному полю  $k_H$  можно измерить с помощью эталонного цилиндрического резонатора длиной  $L_3$  и радиусом  $R_3$ , возбужденного на виде колебаний  $E_{010}$ , поместив само тело на обечайку резонатора. Измерив значение сдвига резонансной частоты  $\Delta f_3$  в результате

возмущения телом магнитного поля, его формфактор можно вычислить по формуле

$$k_H = \frac{Z_0 L_3 R_3^2 J_1^2(v_{01}) \Delta f_3}{2c J_1^2\left(\frac{v_{01}}{r}\right) f_{03}} \frac{1}{\text{м}^2 \text{с} \times \text{Ом}}, \quad (4.21)$$

где  $r$  – радиальное положение центра возмущающего тела.

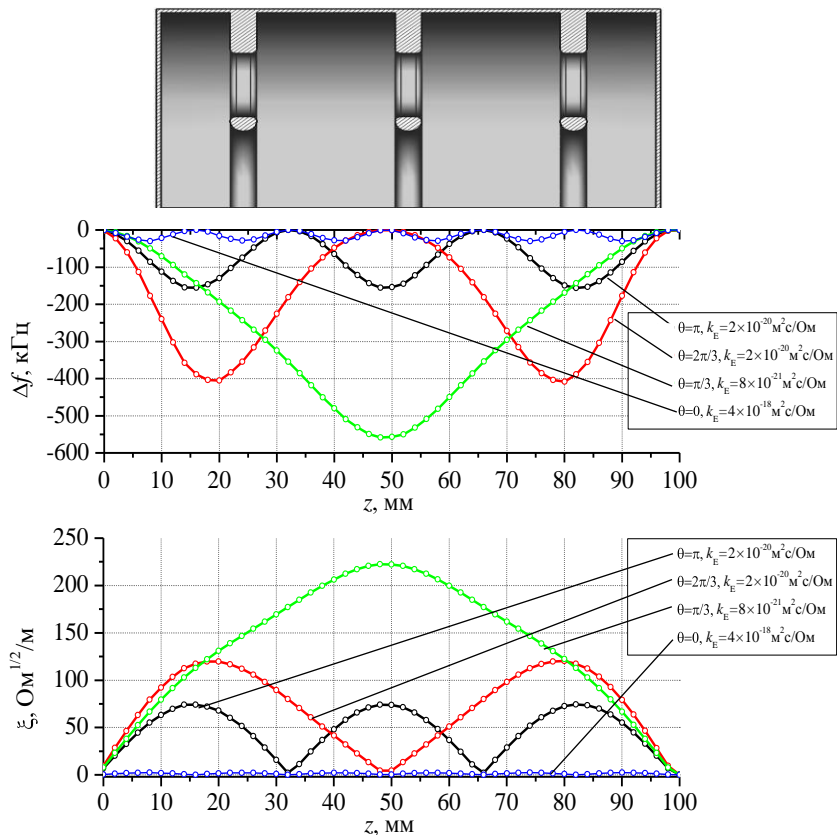


Рис. 4.2. Экспериментальные зависимости  $\Delta f(z)$  и  $\xi_y(z)$ , полученные методом малых возмущений при разных видах колебаний

### 4.1.3. Измерения электрического поля в режиме бегущей волны

Проанализируем теперь выражение, которое используется при измерении полей методом нерезонансных возмущений [43]:

$$\Delta \dot{S}_{k,m} = -\frac{i\omega}{4\sqrt{P_k P_m}} \sum_{i=x,y,z} \left\{ k_i^E E_i^{(k)} E_i^{(m)} - k_i^M B_i^{(k)} B_i^{(m)} + \frac{1}{i\omega} \gamma_i E_i^{(k)} E_i^{(m)} \right\}. \quad (4.22)$$

В этом выражении  $\Delta \dot{S}_{km} = \Delta \dot{S}_{mk} = \dot{S}_{km}^{(p,b)} - \dot{S}_{km}$  представляет собой изменение коэффициента передачи от референсной плоскости  $m$ -го плеча в референсную плоскость  $k$ -го плеча ( $k=1, m=2$  в рассматриваемом случае);  $\dot{S}_{km}$  и  $\dot{S}_{km}^0$  – коэффициенты передачи при наличии возмущающего тела в резонаторе и при его отсутствии;  $\omega$  – круговая частота, при которой производятся измерения;  $\dot{E}_i^{(k)}, \dot{B}_i^{(k)}$  – компоненты векторов невозмущенных полей в точке расположения возмущающего тела при условии, что возбуждение резонатора осуществляется через  $k$ -е плечо, а  $P_k$  – мощность падающей волны в этом плече ( $m$ -е плечо согласовано),  $\dot{E}_i^{(m)}, \dot{B}_i^{(m)}$  – компоненты векторов невозмущенных полей в точке расположения возмущающего тела при условии, что возбуждение резонатора осуществляется через  $m$  плечо, а  $P_m$  – мощность падающей волны в этом плече ( $k$  плечо согласовано).

Если  $k=m$ , то  $\dot{E}_i^{(k)} \dot{E}_i^{(m)} = (\dot{E}_i^{(k)})^2$  и  $\dot{B}_i^{(k)} \dot{B}_i^{(m)} = (\dot{B}_i^{(k)})^2$ , а  $\Delta \dot{S}_{kk}$  представляет собой изменение коэффициента отражения в референсной плоскости плеча  $k$ . Все компоненты электромагнитного поля и изменение коэффициента передачи (отражения) являются комплексными величинами.

Формула (4.23) при  $k = m$  показывает, что метод нерезонансных возмущений дает информацию как об амплитуде, так и о фазе невозмущенного поля вынужденных колебаний на заданной частоте  $\omega = 2\pi f$  при заданных условиях возбуждения резонатора.

Процедура измерений по методу нерезонансных возмущений состоит в нахождении модуля и фазы коэффициента отражения при различных положениях возмущающего тела  $l$ , которое перемещают вдоль выбранного пути в структуре.

Согласно этому методу изменение комплексного коэффициента отражения на входе ускоряющей секции при введении малого возмущающего тела пропорционально квадрату комплексной амплитуды напряженности электрического поля в точке размещения тела:

$$\Delta \dot{S}_{11} = \dot{S}_{11} - \dot{S}_{11}^0 = \dot{C} \dot{E}^2, \quad (4.23)$$

где  $\dot{S}_{11}$  – комплексный коэффициент отражения на входе исследуемой секции при введении возмущающего тела;  $\dot{S}_{11}^0$  – комплексный коэффициент отражения на входе ускоряющей секции при выведенном возмущающем теле;  $\dot{E}$  – комплексная амплитуда напряженности электрического поля в точке размещения тела;  $\dot{C}$  – комплексный коэффициент.

Используя результаты измерений, можно вычислить изменение коэффициента отражения  $\Delta \dot{S}_{11}^{(n)} = \dot{S}_{11}^{(n)} - \dot{S}_{11}^{0(n)}$  (где  $n$  – номер ячейки) и найти отношение комплексных амплитуд напряженности электрического поля в серединах соседних ячеек

$$\frac{\dot{E}_{n+1}}{\dot{E}_n} = \left( \frac{\Delta \dot{S}_{11}^{n+1}}{\Delta \dot{S}_{11}^n} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (4.24)$$

Итак, в результате измерений коэффициентов отражения имеем следующие величины:  $\dot{S}_{11}^0 = a^{(0)} + ib^{(0)}$  – комплексный коэффициент отражения при выведенном возмущающем теле;  $\dot{S}_{11}^{(n)} = a^{(n)} + ib^{(n)}$  – комплексный коэффициент отражения при введении возмущающего тела в середину  $n$ -й ячейки.

Из (4.23) следует, что  $\Delta \dot{S}_{11}^n = \dot{S}_{11}^{(n)} - \dot{S}_{11}^0 = \dot{C} \dot{E}_n^2 = \dot{C} E_n^2 \exp(i2\varphi_n)$ , где  $E_n^2$  – квадрат амплитуды напряженности электрического поля в середине  $n$ -й ячейки, а  $\varphi_n$  – начальная фаза электрического поля в середине  $n$ -й ячейки. Таким образом, чтобы вычислить амплитуду напряженности и фазу электрического поля в середине  $n$ -й ячейки, можно воспользоваться рекуррентной формулой, приняв комплексную амплитуду поля равной 1, а ее начальную фазу – равной 0:

$$E_{n+1} = E_n \sqrt{\left| \frac{\Delta \dot{S}_{11}^{n+1}}{\Delta \dot{S}_{11}^n} \right|}, E_1 = 1; \quad (4.25)$$

$$2(\varphi_{n+1} - \varphi_n) = \arg \left( \frac{\Delta \dot{S}_{11}^{n+1}}{\Delta \dot{S}_{11}^n} \right), \varphi_0 = 0.$$

#### 4.1.4. Измерение поперечного шунтового сопротивления

Рассмотрим сначала измерение погонного продольного шунтового сопротивления ускоряющих структур. Его определение дается формулой, аналогичной (1.24), но в подынтегральном выражении вместо отклоняющего поля стоит ускоряющее:

$$r_{\text{ш}} = \frac{R_{\text{ш}}}{L} = \left[ \int_0^L \dot{E}_z(z) |dz \right]^2 / (LP_{\text{пот}}) \frac{\text{Ом}}{\text{м}}, \quad (4.26)$$

где  $\dot{E}_z(z)$  – комплексная амплитуда ускоряющего поля,  $L$  – длина структуры. Заметим, что потери мощности  $P_{\text{пот}}$  равны потоку мощности  $P$ , если не учитывать потери мощности, связанные с отражением от ускоряющей структуры, а также с нагрузкой пучком, то есть  $P_{\text{пот}}$  – это потери в стенках ускоряющей структур.

Погонное эффективное продольное шунтовое сопротивление, которым характеризуются ускоряющие структуры на стоячей волне, связано с погонным продольным шунтовым сопротивлением в виде

$$r_{\text{ш.эф}} = r_{\text{ш}} T^2, \quad (4.27)$$

где времяпролетный фактор

$$T = \left| \int_0^L E_z(z) \exp(ik_z z) dz \right| / \left| \int_0^L \dot{E}_z(z) dz \right|. \quad (4.28)$$

Также существует величина  $R_{\text{ш.эф}}/Q$ , характеризующая только геометрию структуры и не зависящая от ее материала. Учитывая определение добротности  $Q = \omega W/P_{\text{пот}}$  и (4.16), получим

$$\begin{aligned} \frac{R_{\text{ш.эф}}}{Q} &= \left| \int_0^L \frac{E_z \exp(ik_z z)}{\sqrt{PQ}} dz \right|^2 = \left( \int_0^L \xi_z(z) \left| \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} z\right) \right| dz \right)^2 \approx \\ &\approx \left( \sum_{n=1}^{L/\Delta z} \xi_z(n\Delta z) \left| \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} n\Delta z\right) \right| \Delta z \right)^2, \quad (4.29) \end{aligned}$$

где  $\Delta z$  – шаг перемещения возмущающего тела,  $\xi_z(n\Delta z)$  – рассчитанные с помощью (4.16) либо (4.19) значения параметра напряженности продольного электрического поля.

Таким образом, чтобы измерить продольное эффективное шунтовое сопротивление, нужно выполнить  $L/\Delta z$  измерений возмущенной резонансной частоты либо фазы коэффициента передачи между устройствами связи с резонатором, передвигая каждый раз возмущающее тело на расстояние  $\Delta z$ , затем пересчитать полученные значения в параметр напряженности поля, вычислить сумму согласно (4.25) и умножить на собственную добротность резонатора  $Q$ .

Метод измерения поперечного шунтового сопротивления заключается в определении распределений поперечного электрического и магнитного поля на оси структуры. Согласно (1.25), при условии, что волна  $E_{11}$  поляризована по оси  $y$ , а электрическое и магнитное поля сдвинуты друг относительно друга на четверть длины волны, получаем

$$\begin{aligned} \frac{R_{\text{ш}\perp\text{эфф}}}{Q} &= \frac{\left| \int_0^L E_y(z) - ic\mu_0 H_x(z) e^{ik_z z} dz \right|^2}{\omega W} \approx \left[ \left( \sum_{n=1}^{L/\Delta z} \xi_y(n\Delta z) \left| \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} n\Delta z\right) \right| \Delta z \right) + \right. \\ &\left. + c\mu_0 \left( \sum_{n=1}^{L/\Delta z} \zeta_x(n\Delta z) \left| \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} n\Delta z\right) \right| \Delta z \right) \right]^2, \quad (4.30) \end{aligned}$$

где  $\xi_y(n\Delta z)$  и  $\zeta_x(n\Delta z)$  – параметры  $y$ -компоненты напряженностей электрического поля и  $x$ -компоненты магнитного поля на оси отклоняющего резонатора соответственно.

Множители  $\left| \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} n\Delta z\right) \right|$  и  $\left| \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} n\Delta z\right) \right|$  в выражениях (4.30)

и (4.31) означают выделение амплитуды первой (синхронной) гармоники, таким образом, интегрируется поле, действующее на частицу, с учетом изменения этого поля за время пролета резонатора.

## 4.2. Измерение электродинамических характеристик ВЧ-дефлектора

Для экспериментального определения ЭДХ изготовленного ВЧ-дефлектора использован автоматизированный измерительный комплекс, структурная схема которого приведена на рис. 4.3. Комплекс управляется с помощью персонального компьютера, имеющего специализированное программное обеспечение. Он позволяет провести измерения комплексных значений элементов матрицы рассеяния многопортовых устройств, исследовать дисперсионные характеристики ускоряющих и отклоняющих структур, измерить распределения амплитуды и фазы полей в этих структурах методом малых возмущений.

В качестве основного измерительного прибора используется векторный анализатор цепей фирмы Agilent модели 8753ET 1. Прибор содержит необходимые для проведения измерений высокочастотные компоненты (управляемый ВЧ-генератор, блок амплитудно-фазовых детекторов) и позволяет проводить исследования с высокой точностью.

Управление процессом измерений, сбор, обработка и хранение данных обеспечивает персональный компьютер (ПК) 2, оснащенный интерфейсом GPIB для двунаправленной связи с векторным анализатором.

Объект исследования 3 включается в измерительную цепь прибора через два устройства связи 4 по схеме четырехполюсника. Если проведения измерения коэффициента передачи  $\dot{S}_{21}$  не требуется или исследуемое устройство имеет только один порт, то задействованным оказывается только первый порт анализатора. Измерение распределения требуемой компоненты

электромагнитного поля вдоль оси структуры осуществляется с помощью метода малых возмущений. Возмущающее тело 5 перемещается вдоль структуры на тонкой диэлектрической леске, пропущенной по системе направляющих роликов 6 и приводимой в движение шаговым двигателем 7. Последний управляется контроллером 8, имеющим связь с ПК.

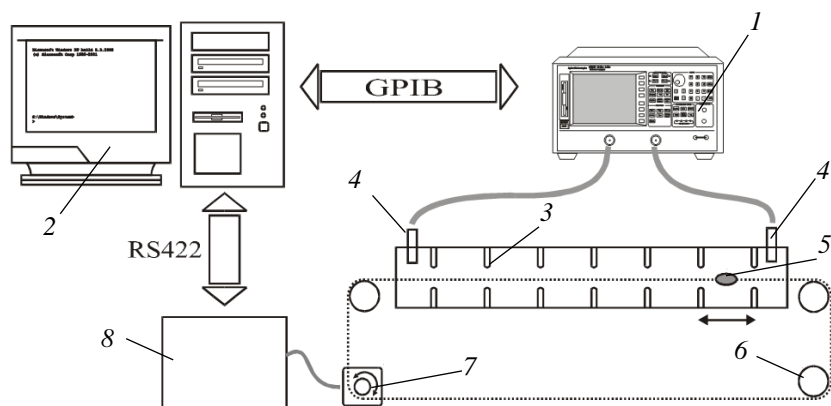


Рис. 4.3. Блок-схема измерительного стенда

Система протяжки должна обеспечивать плавное перемещение лески и точное ее позиционирование по центру апертуры структуры на входе и выходе из нее. Эти требования накладывают определенные достаточно жесткие требования на механику системы протяжки. Короткие макеты исследуемых структур размещаются в жесткой раме со смонтированной на ней системой протяжки, чем обеспечивается механическая устойчивость стенда, а сама структура зажата в гидравлическом прессе, обеспечивающем нужное механическое сжатие между ее элементами. Для отклоняющихся структур значительной длины, к которым относятся структуры, подлежащие исследованиям в рамках данной работы, использованы отдельные размещаемые на концах структуры элементы протяжки. Юстировка и фиксация каждого из них осуществляются индивидуально.

#### 4.2.1. Измерение резонансных частот регулярных ячеек

На рис. 4.4 показаны 13 изготовленных регулярных ячеек дефлектора для РИТЗ со стабилизирующими отверстиями в диафрагмах (см. рис. 2.11). Еще одна регулярная ячейка выполнена за единое целое с одним из устройств ввода мощности. Размеры регулярных ячеек: радиус апертуры 21,71 мм, расстояние между центрами стабилизирующих отверстий и осью структуры 34,81 мм, радиус стабилизирующих отверстий 9 мм, скругление стабилизирующих отверстий 1,2 мм, скругление апертуры 2,7 мм, толщина диафрагмы 5,4 мм. Начальный радиус обечайки ячеек выбран 55,22 мм, а не 55,278 мм (в соответствии с расчетами), в целях обеспечения запаса по настройке частот этих ячеек.

После изготовления ячеек с внешней стороны их обечаек были выточены по две симметрично расположенных кольцевых выемки (рис. 4.5), позволяющие проводить подстройку резонансной частоты ячеек после пайки отклоняющей секции, когда нет возможности растачивать радиус обечайки.

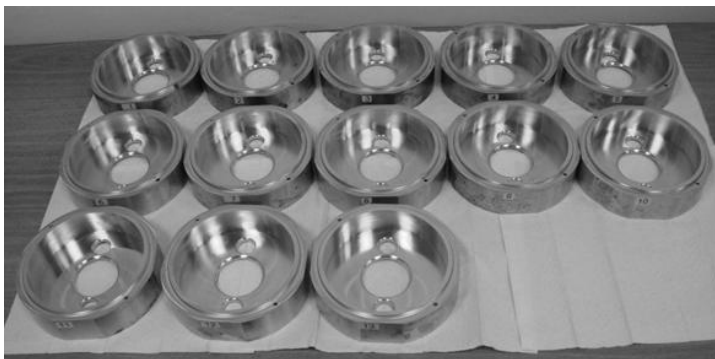


Рис. 4.4. Изготовленные регулярные ячейки

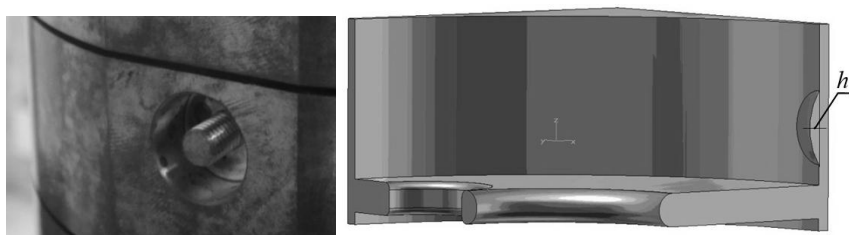


Рис. 4.5. Расположение выточки в обечайке для подстройки резонансной частоты ячейки

Эти выемки располагаются в плоскости поляризации волны  $E_{11}$ . В центре тонкой перегородки в обечайке ячейки, образованной выемкой, установлен штырь с резьбой, через который можно передавать механическое воздействие на перегородку. При вдавливании перегородки внутрь объема ячейки, т.е. в область поверхностного магнитного поля, в соответствии с теоремой возмущения, резонансная частота увеличивается, а при вытягивании этой тонкой перегородки наружу – снижается.

Диаметр штыря, имитирующей деформацию стенки ячейки, равен 16 мм. На рис. 4.6 приведена зависимость резонансной частоты вида колебаний  $2\pi/3$  от глубины погружения  $h$  штыря внутрь ячейки. Отрицательные значения  $h$  соответствуют вытягиванию штыря из объема ячейки.

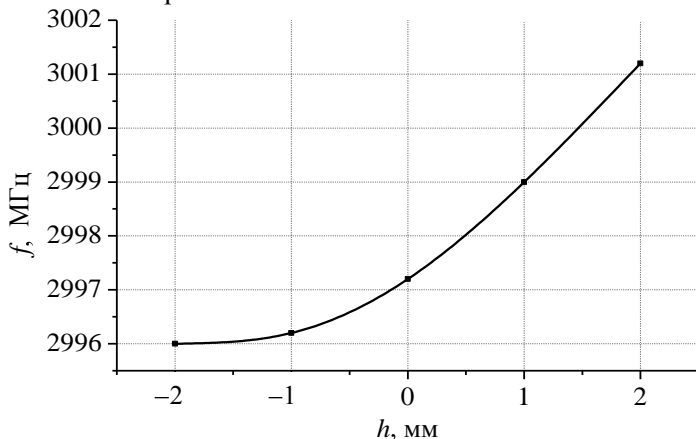


Рис. 4.6. Зависимость резонансной частоты ячейки от глубины погружения штыря внутрь ячейки

Для оценки точности и эквивалентности изготовленных ячеек проводились измерения резонансных частот до высверливания в стенках ячеек углублений для подстройки резонансной частоты, так и после их изготовления. В табл. 4.1 приведены результаты измерения частоты вида колебаний  $2\pi/3$  для всех изготовленных 13 ячеек в резонансном макете, изображенном на рис. 4.7.

В процессе этих измерений в резонансном макете последовательно заменялась одну из ячеек, а ячейки под номерами М1, М2 и М4 оставались неизменными. Характерная частотная зависимость  $S_{21}$ , по которой с помощью векторного анализатора определялись резонансные частоты и добротность, изображена на рис. 4.8.

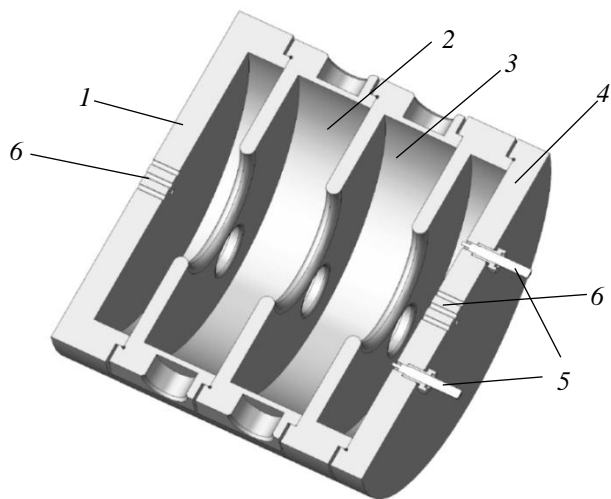


Рис. 4.7. Резонансный макет для измерения частот видов колебаний:  
 1 – заглушка М1; 2 – ячейка М2; 3 – исследуемая ячейка; 4 – заглушка М4;  
 5 – коаксиальные устройства связи с векторным анализатором;  
 6 – отверстия для протягивания лески

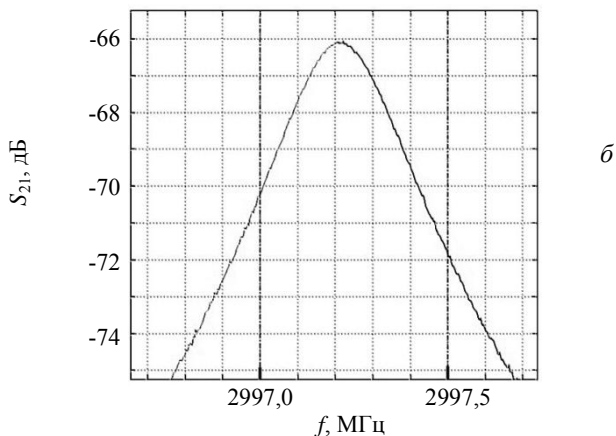
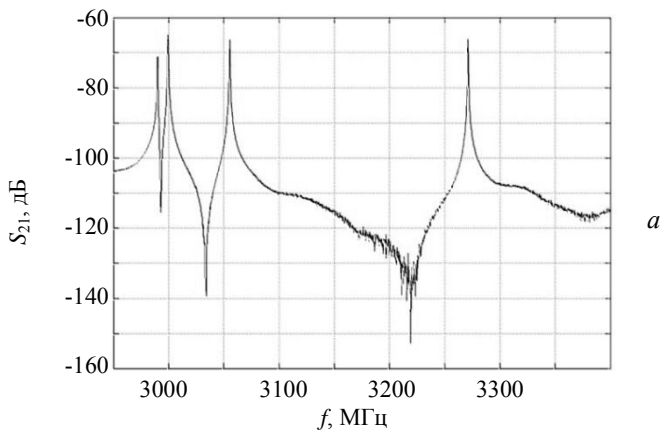


Рис. 4.8. Модуль коэффициента матрицы рассеяния  $S_{21}$  в функции частоты, измеренный на резонансном макете: *a* – в полосе пропускания  $E_{11}$ ; *б* – вблизи вида колебаний  $2\pi/3$

По кривой на рис. 4.8,б определялась величина добротности:

$$Q_H = \frac{f_{2\pi}}{\Delta f_{-3\text{дБ}}} = \frac{f_{2\pi}}{\left| f_{-3\text{дБ}}^{(1)} - f_{-3\text{дБ}}^{(2)} \right|} \approx Q_0, \quad (4.31)$$

где  $\Delta f_{-3\text{дБ}}$  – частотная ширина среза зависимости  $S_{21}$  по уровню  $-3$  дБ от пикового значения. При измерении добротности связь

резонансного макета с возбуждающей и приемной устройствами связи (см. рис. 4.7) была максимально уменьшена, так что можно считать, что измеренная нагруженная добротность мало отличается от собственной добротности.

Таблица 4.1

Сравнение частот ячеек до вытачивания выемок  
для настройки ячеек и после вытачивания

Сборка	$f_{\text{лаб}}$ , до вытачивания, МГц	$f_{\text{лаб}}$ , после вытачивания, МГц	$\Delta f$ , кГц	$Q$
M1-M2-1-M4	2997,279	2997,276	-3	8450
M1-M2-2-M4	2997,324	2997,338	14	8470
M1-M2-3-M4	2997,271	2997,247	-24	8440
M1-M2-4-M4	2997,376	2997,377	1	8430
M1-M2-5-M4	2997,314	2997,382	68	8390
M1-M2-6-M4	2997,471	2997,398	-73	8550
M1-M2-7-M4	2997,477	2997,385	-92	8520
M1-M2-8-M4	2997,442	2997,352	-90	8500
M1-M2-9-M4	2997,514	2997,400	-114	8460
M1-M2-10-M4	2997,436	2997,438	2	8490
M1-M2-11-M4	2997,578	2997,390	-188	8430
M1-M2-12-M4	2997,481	2997,406	-75	8490
M1-M2-13-M4	2997,514	2997,442	-72	8430

Измеренное максимальное отклонение резонансной частоты в результате вытачивания подстроечных выемок не превысило 200 кГц.

Затем были измерены дисперсионные кривые волны  $E_{11}$  в секции, состоящей из изготовленных ячеек. Для этого был

сбран резонатор, состоящий из 11 ячеек и двух полуячеек (заглушки М1 и М2 – см. рис. 4.7) на концах, и были измерены резонансные частоты рабочей  $f_p(\theta)$  и ортогональной поляризации  $f_o(\theta)$  на видах колебаний  $0, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ, 90^\circ, 105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ, 175^\circ$  и  $180^\circ$ . Эти данные приведены в табл. 4.2, и по ним построены графики, изображенные на рис. 4.9.

Таблица 4.2

Сравнение расчетных и экспериментальных значений резонансных частот регулярных ячеек

Вид колебаний, °	$f_p$ , МГц		$\Delta f_p$ , кГц	$f_o$ , МГц		$\Delta f_o$ , кГц
	Расчет	Эксперимент		Расчет	Эксперимент	
0	3233,656	3233,580	-76	3259,906	3260,140	234
15	3179,408	3178,883	-526	3207,519	3207,303	-216
30	3125,161	3125,341	180	3155,133	3155,274	141
45	3084,344	3084,262	-82	3115,504	3115,520	16
60	3053,527	3053,723	196	3085,876	3086,020	144
75	3031,532	3031,520	-12	3064,521	3064,589	68
90	3015,537	3015,742	205	3049,166	3049,333	167
105	3004,560	3004,767	207	3038,625	3038,708	77
120	2997,182	2997,477	295	3031,284	3031,474	190
135	2992,294	2992,570	275	3026,435	3026,724	289
150	2989,407	2989,622	215	3023,587	3023,791	204
165	2988,367	2988,041	-326	3022,542	3022,208	-334
180	2987,327	2987,545	218	3021,497	3021,708	211

По дисперсионным кривым определены значения величин относительной фазовой и относительной групповой скорости, составившие:  $\beta_\phi = 1,000 \pm 0,010$ ,  $\beta_{гр} = (1,60 \pm 0,10)\%$ . Погрешности

обуславливаются инструментальной погрешностью измерения резонансных частот  $\delta f_0 = \pm 1$  кГц (вблизи частоты 3 ГГц) и погрешностью интерполяции кривой  $f_p(\theta)$  в окрестности  $\theta=120^\circ$  при вычисления производной по формуле (2.11).

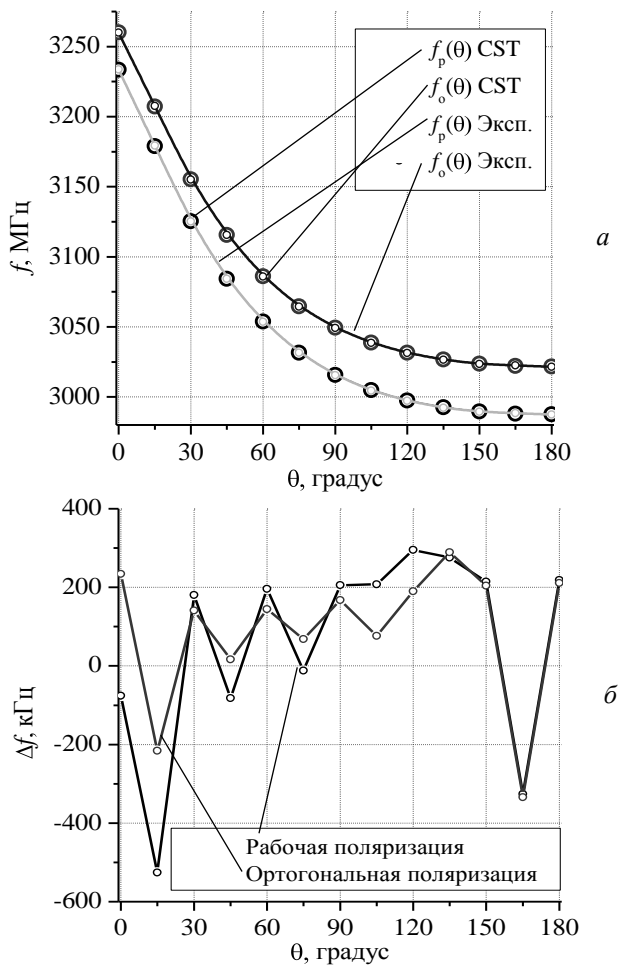


Рис. 4.9. Измеренные и расчетные дисперсионные кривые рабочей и ортогональной поляризации волны  $E_{11}$  в резонансном макете (а) и разница между расчетными и измеренными частотами видов колебаний этих поляризации (б)

Отклонения резонансных частот изготовленных ячеек от значений, полученных с помощью расчетов, лежат в допустимых пределах.

С одной стороны, это объясняется точностью изготовления, а с другой, тем, что при расчетах учитывалось вакуумное заполнение, а измерения проводили при температуре 20°C, атмосферном давлении 1000 мбар и относительной влажности воздуха 40 %. Таким образом, если при условиях эксплуатации ( $P=0$ ,  $t^\circ=45$  °C) резонансная частота должна составлять 2997,200 МГц, то в лабораторных условиях, согласно (4.4) – (4.6), резонансная частота должна быть 2997,536 МГц ( $\Delta f(120^\circ)=336$  кГц).

Проведенные измерения показали, что в лабораторных условиях резонансная частота моды рабочей поляризации на виде колебаний  $2\pi/3$  выше ожидаемой при эксплуатационных условиях на 295 кГц, что удовлетворительно согласуется с теоретическими соображениями и свидетельствует о пригодности изготовленных ячеек.

Измеренная величина собственной добротности такой сборки с возбужденной рабочей поляризацией на виде колебаний  $2\pi/3$  составила  $Q_0=9800\pm 100$ .

#### **4.2.2. Измерение распределения поля в регулярных ячейках**

Дополнительным критерием качества изготовленных ячеек является равномерность распределения электрического поля на оси резонансного макета, собранного из этих ячеек, в котором возбужден вид колебаний  $2\pi/3$ .

Для измерения распределения электрического поля в собранном резонансном макете был создан стенд, включающий в себя гидравлический пресс, систему протяжки возмущающего тела вдоль оси структуры, сетевой векторный анализатор Agilent 8753ET, персональный компьютер с программным обеспечением для автоматизации измерений. Пресс обеспечивает качественные контакты ячеек структуры, состоящей из 11 изготовленных ячеек и двух заглушек М1 и М2 на концах (12 полных периодов). Измерение распределения поля на рабочем виде колебаний осуществлялось методом малых возмущений. На рис. 4.10

изображен измерительный стенд, состоящий из указанных приборов и устройств.

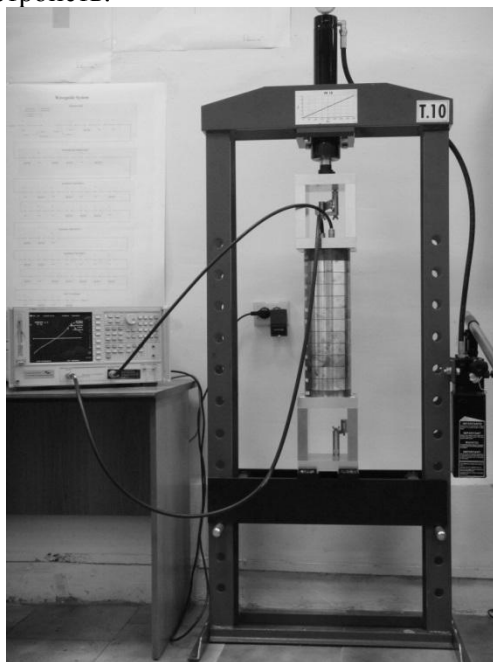


Рис. 4.10. Измерительный стенд для метрики распределения поля по длине отклоняющей структуры

В процессе измерения анализатор фиксирует изменение фазы коэффициента прохождения сигнала между возбуждающим и принимающим устройствами связи. Иными словами, измерялось изменение фазы элемента матрицы рассеяния  $S_{12}$  на резонансной частоте вида колебаний  $2\pi/3$  при протягивании малого возмущающего тела в виде диска из диэлектрика вдоль оси структуры с шагом 0,442 мм. Поскольку в данном случае интерес представляет только качественный анализ распределения поля, то по измеренному изменению фазы  $\Delta\varphi(z)$  амплитуду поля следует вычислять по формуле

$$E = \sqrt{\text{tg}(\Delta\varphi(z))} \quad (4.32)$$

согласно (4.19).

На рис. 4.11 изображен график измеренной зависимости  $\Delta\varphi(z)$  для 12-ячеечного резонатора.

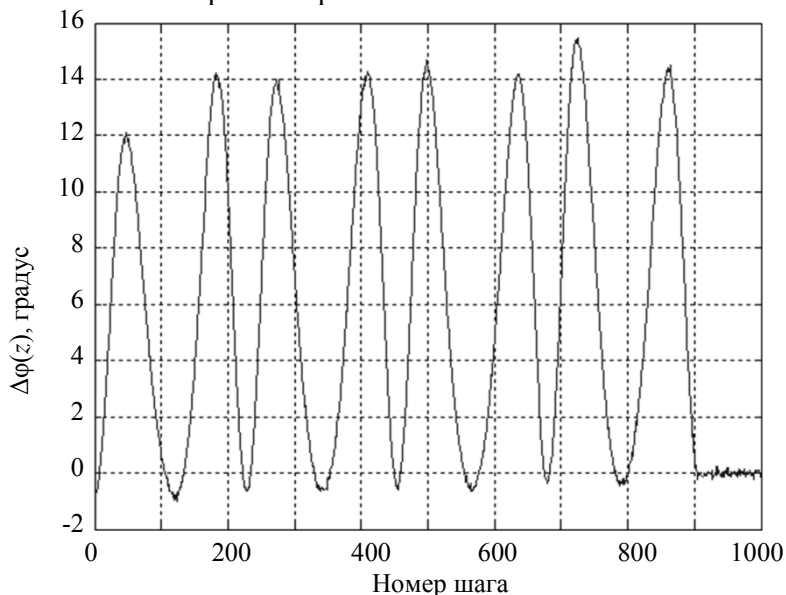


Рис. 4.11. Измеренная зависимость  $\Delta\varphi(z)$  от положения тела

На рис. 4.12 показано расчетное и измеренное распределение электрического поля на оси исследуемого резонатора.

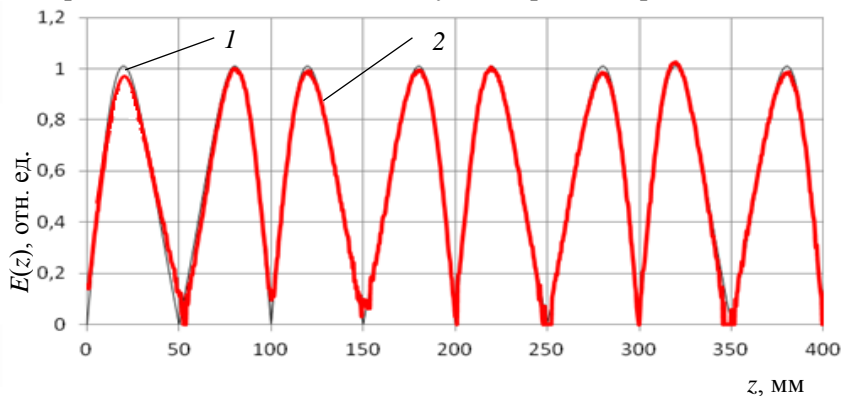


Рис. 4.12. Расчетное (1) и измеренное (2) распределение амплитуды поля на оси 12-ячеечной структуры на виде колебаний  $2\pi/3$

Как видно из приведенного выше графика, все ячейки изготовлены с достаточной точностью и могут быть использованы в регулярной части дефлектора для РИТЗ.

Используя измеренное значение эффективного шунтового сопротивления, можно вычислить величину нормированной напряженности электрического поля  $\frac{E_{\perp}\lambda}{\sqrt{P}}$ .

### 4.2.3. Измерение поперечного шунтового сопротивления

Объектом исследований служит резонансный макет, собранный из двух ячеек и двух заглушек на концах. Длина макета равна трем периодам  $D=33,34$  мм и составляет  $L=100,02$  мм. Схема сборки изображена на рис. 4.7, а сам резонансный макет – на рис. 4.14.

Измерения поперечного электрического поля проводилось с помощью трех возмущающих тел: керамического шара ( $\epsilon \approx 9$ ) и керамических цилиндров 1 и 2. Магнитное поле измерялось с помощью металлического шара. Оба шара имеют диаметр 2,0 мм и осевое отверстие для продевания лески диаметром 0,2 мм. Диаметр цилиндров 1 и 2 составляют 1,4 и 1,8 мм, а их длины – 9 и 12 мм соответственно.

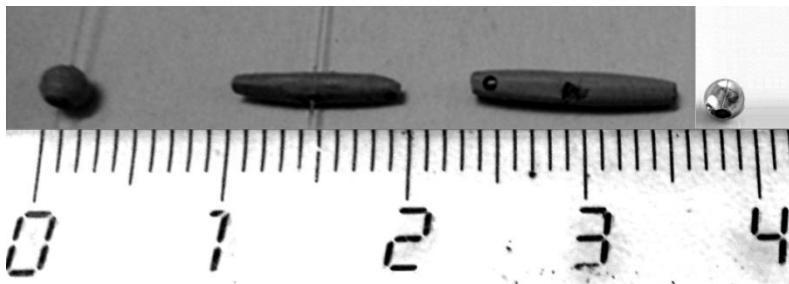


Рис. 4.13. Возмущающие тела: керамический шар, керамические цилиндры 1 и 2, металлический шар

Теоретический расчет формфакторов по электрическому и магнитному полю металлического шара по формулам (4.14) дает следующие результаты:

$$k_{\text{мш}}^E = 2,78 \times 10^{-20} \frac{\text{М}^2\text{с}}{\text{Ом}} \quad \text{и} \quad k_{\text{мш}}^H = 1,97 \times 10^{-15} \text{ Ом} \times \text{м}^2\text{с}.$$



Рис. 4.14. Отклоняющий резонатор

Экспериментальная калибровка возмущающих тел проводилась в эталонном цилиндрическом резонаторе радиусом  $R_3=40$  мм и длиной  $L_3=103$  мм, в котором вид колебаний  $E_{010}$  возбуждается на частоте 2868,563 МГц. При калибровке тела по электрическому полю оно помещалось в центр оси эталонного резонатора с помощью тонкой лески, а для калибровки по магнитному – на обечайку резонатора. Затем по измеренному сдвигу резонансной частоты  $\Delta f$  с помощью (4.16) и (4.22) рассчитывались значения соответствующих формфакторов. Результаты измерений приведены в табл. 4.3. Очевидно, что калибровку по магнитному полю нужно проводить только для металлического шара, так как керамика не возмущает магнитное поле.

Таблица 4.3

Теоретические и экспериментальные значения формфакторов возмущающих тел

Возмущающее тело	Положение в эталонном резонаторе при калибровке	$f_{\text{возм}}$ МГц	$\Delta f$ , кГц	$k^E, \frac{10^{-20} \text{ М}^2 \text{ с}}{\text{Ом}}$	$k^H, \frac{10^{-15}}{\text{Ом} \times \text{М}^2 \text{ с}}$
Керамический шар Ø2 мм	На оси	2868,470	-93	2,00±0,10 (эксп.)	0
Цилиндр 1 Ø1,4×9 мм	На оси	2867,710	-853	18,30±0,10 (эксп.)	0
Цилиндр 2 Ø1,8×12 мм	На оси	2866,649	-1914	41,10±0,10 (эксп.)	0
Металлический шар Ø2 мм	На оси	2868,434	-129	2,78 (теор.)	1,97 (теор.)
	У обечайки	2868,583	19	2,80±0,10 (эксп.)	2,00±0,10 (эксп.)

Затем возмущающие тела перемещались на тонкой леске с шагом 2,0 мм вдоль оси отклоняющего резонатора, возбужденном на виде колебаний  $2\pi/3$ . На рис. 4.15 изображены графики измеренных зависимостей  $\Delta\varphi(z)$ , полученных с помощью керамического и металлического шаров, а на рис. 4.16 – с помощью цилиндров 1 и 2.

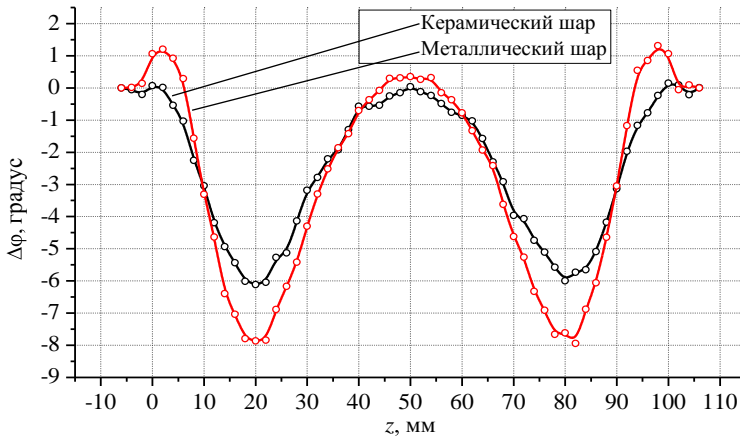


Рис. 4.15. Экспериментальные зависимости  $\Delta\varphi(z)$ , полученные при помощи керамического и металлического шаров

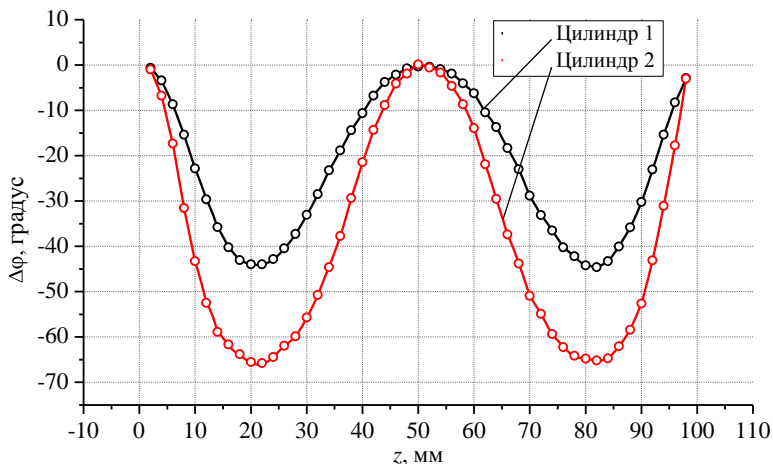


Рис. 4.16. Экспериментальные зависимости  $\Delta\varphi(z)$ , полученные при помощи цилиндров 1 и 2

Расчетное и измеренное значения формфакторов металлического шара расходятся не более чем на 2,5 %.

В соответствии с (4.19) знак величины  $\Delta\varphi$  совпадает со знаком изменения резонансной частоты. Из графиков видно, что керамическое возмущающее тело воздействует только на электрическое поле, тем самым понижая резонансную частоту, а металлическое тело – увеличивает частоту в области, где магнитное поле превалирует над электрическим и, наоборот, понижает частоту в области большого электрического поля.

Таким образом, обработка этих экспериментальных данных должна включать в себя выделение возмущения только магнитного поля металлическим телом. Выделение магнитного поля было проведено исходя из следующих соображений. Согласно (4.13) зависимости относительных изменений резонансной частоты при измерениях керамическим и металлическим шаром от их положения  $z$  равны

$$\frac{\Delta f_{\text{кш}}(z)}{f_0} = -k_{\text{кш}}^E \frac{E_y^2(z)}{W}, \quad (4.33)$$

$$\frac{\Delta f_{\text{мш}}(z)}{f_0} = -k_{\text{мш}}^E \frac{E_y^2(z)}{W} + k_{\text{мш}}^H \frac{H_x^2(z)}{W}, \quad (4.34)$$

где индексы «кш» и «мш» относятся к керамическому и металлическому шару соответственно. Выделив квадрат электрического поля из (4.33) и подставив его в (4.34), получим

$$\frac{1}{f_0} \left( \Delta f_{\text{мш}}(z) - \frac{k_{\text{мш}}^E}{k_{\text{кш}}^E} \Delta f_{\text{кш}}(z) \right) = k_{\text{мш}}^H \frac{H_x^2(z)}{W}. \quad (4.35)$$

Тогда для данного случая выражение для напряженности магнитного поля (4.21) примет вид

$$\zeta_x(z) = \sqrt{\frac{\Delta f_{\text{экв}}(z)}{2\pi k_{\text{мш}}^H f_0^2}}, \quad (4.36)$$

где  $\Delta f_{\text{экв}}(z) = \Delta f_{\text{мш}}(z) - \frac{k_{\text{мш}}^E}{k_{\text{кш}}^E} \Delta f_{\text{кш}}(z)$ .

Либо, если выразить искомые напряженности электрического и магнитного поля напрямую через  $\Delta\phi$ , то, согласно (4.20) и (4.21), получим следующие выражения для обработки экспериментальных данных:

$$\xi_y(z) = \sqrt{\frac{\text{tg}\Delta\phi_{\text{кш}}(z)}{4\pi k_{\text{кш}}^E f_0 Q_H}}, \quad (4.37)$$

$$\zeta_x(z) = \sqrt{\frac{\text{tg}\Delta\phi_{\text{мш}}(z) - \frac{k_{\text{мш}}^E}{k_{\text{кш}}^E} \text{tg}\Delta\phi_{\text{кш}}(z)}{4\pi k_{\text{мш}}^H f_0 Q_H}}. \quad (4.38)$$

Аналогичные вычисления можно провести по результатам возмущения электрического поля цилиндрами 1 и 2. Тогда в формулах (4.34) – (4.39) вместо величин с индексами «кш» нужно подставить соответствующие величины для цилиндров.

Для наглядности параметр напряженности магнитного поля приведен к одним единицам измерения с параметром напряженности электрического поля, в результате умножение первого на  $\epsilon\mu_0$ . Графики зависимостей  $\xi_y(z)$  и  $\epsilon\mu_0\zeta_x(z)$ , вычисленных при измерениях шарами, изображены на рис. 4.17.

На рис. 4.18 показано усредненное между измерениями всеми керамическими телами распределение  $\xi_y(z)$  и усредненное между результатами выделениями магнитной составляющей распределение  $c\mu_0\zeta_x(z)$ .

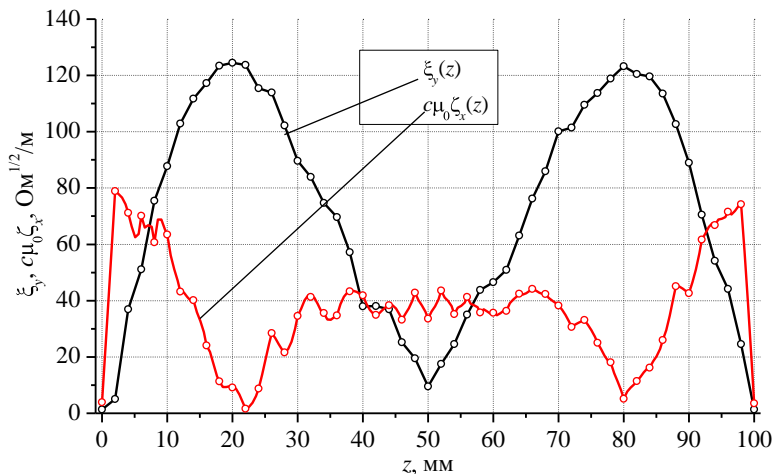


Рис. 4.17. Распределения  $\xi_y(z)$  и  $c\mu_0\zeta_x(z)$  вдоль оси отклоняющего резонатора при измерениях керамическим и металлическим шарами

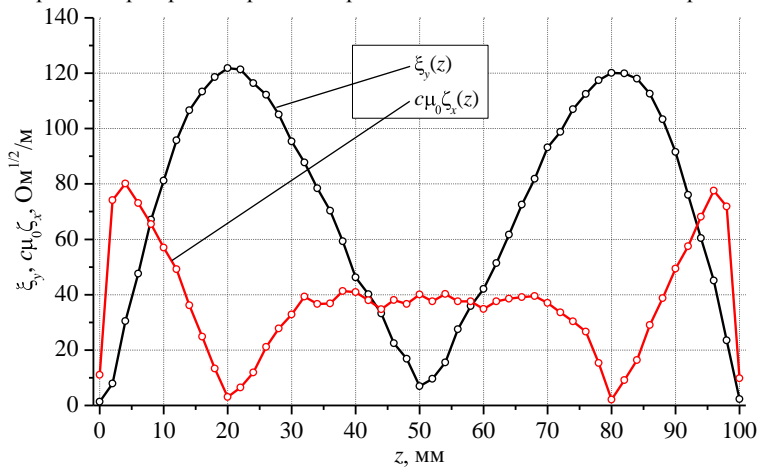


Рис. 4.18. Усредненные распределения  $\xi_y(z)$  и  $c\mu_0\zeta_x(z)$  вдоль оси отклоняющего резонатора

Измеренное значение отношения  $\frac{R_{ш\perp\text{эфф}}}{Q}$ , вычисленное по (4.32),

составляет  $(70\pm 5)$  Ом. Измеренное значение собственной добротности исследуемого трехъячеечного резонатора составляет  $(9800\pm 100)$ . Тогда измеренное значение погонного поперечного эффективного сопротивления равно  $r_{ш\perp\text{эфф}}=(5,6\pm 0,5)$  МОм/м, что с учетом погрешности и разницы между измеренной и рассчитанной величиной собственной добротности  $Q$  согласуется с расчетным значением 6,74 МОм/м.

В погрешность описанных выше измерений входит систематическая погрешность позиционирования возмущающего тела  $\delta z = \pm 0,2$  мм, инструментальная погрешность измерения фазы коэффициента передачи между зондами, а при измерении добротности сказывается и погрешность измерения резонансной частоты и ширины среза коэффициента прохождения. Так, при измерениях с помощью векторного анализатора Agilent 8753ET на частоте порядка 3 ГГц с использованием встроенной функции усреднения измерений, а также при надлежащем качестве измерительных коаксиальных кабелей, обеспечивающем высокостабильные измерения, абсолютные погрешности измерений фаз и частот составили  $\delta(\Delta\varphi) = \pm 0,1^\circ$ ,  $\delta f_0 = \pm 1$  кГц.

Результаты расчетов и измерений всех ЭДХ сведены в табл. 4.4. Величины коэффициента затухания, шунтового сопротивления, и нормированной напряженности электрического поля рассчитаны для 11-ячеечного резонатора (см. рис. 4.10), т.е. с использованием измеренной величины его добротности.

Результаты измерений ЭДХ изготовленных регулярных ячеек, распределений полей в них, хорошо согласуются с результатами расчетов в программе CST Microwave Studio, а также удовлетворяют требованиям на отклоняющую структуру для PITZ, приведенным в табл. 2.1.

Таблица 4.4

Сравнение расчетных и экспериментальных значений ЭДХ  
15-ячеечной структуры

ЭДХ	Расчетное значение	Экспериментальные значение
Частота вида колебаний $2\pi/3 \cdot f_0$ , МГц	2997,182	2997,447
Относительная фазовая скорость $\beta_\phi$	1,0	1,000±0,010
Относительная групповая скорость $\beta_{гр}$	-1,7%	(-1,60±0,10)%
Добротность $Q$	11800	9800±100
Коэффициент затухания $\alpha$ , 1/м	0,153	0,180±0,010
Погонное шунтовое поперечное эффективное сопротивление $r_{ш\perp\text{эфф}}$ , МОм/м	6,74	5,6±0,5
Отношение $\frac{R_{ш\perp\text{эфф}}}{Q}$ , Ом	385	370±30
Нормированная напряженность электрического поля $\frac{E_\perp \lambda}{\sqrt{P}}$ , Ом <sup>1/2</sup>	242	240±20
$\Delta f_1$ , МГц	-34,102	-34,00
$\Delta f_2$ , МГц	-24,32	-24,23
$\Delta f_3$ , МГц	9,85	9,93

### 4.3. Настройка трансформаторов типа волны ВЧ-дефлектора на режим бегущей волны

После расчетной настройки вводов мощности и проверки качества изготовления 13 медных ячеек регулярной части были изготовлены два алюминиевых макета ячеек ТТВ (рис. 4.19). С помощью этих макетов была отработана методика настройки входного и выходного ТТВ ВЧ-дефлектора для РИТЗ.

Для настройки вводов мощности был создан стенд, включающий в себя гидравлический пресс, систему протяжки возмущающего тела вдоль оси структуры, сетевой векторный анализатор Agilent 8753ET, персональный компьютер с программным обеспечением для автоматизации измерений. Для связи коаксиального кабеля от анализатора с подводящим

волноводом использован адаптер, настроенный на переходное ослабление ниже  $-50$  дБ в диапазоне частот от  $2996,6$  до  $2997,6$  МГц. Нагрузка, в которой рассеивается мощность волны, прошедшей через структуру, также имеет отражение порядка  $-50$  дБ в заданном частотном диапазоне. Это обеспечивает хорошую точность измерений отражения от структуры, так как ее величина составляет порядка  $-30$  дБ.

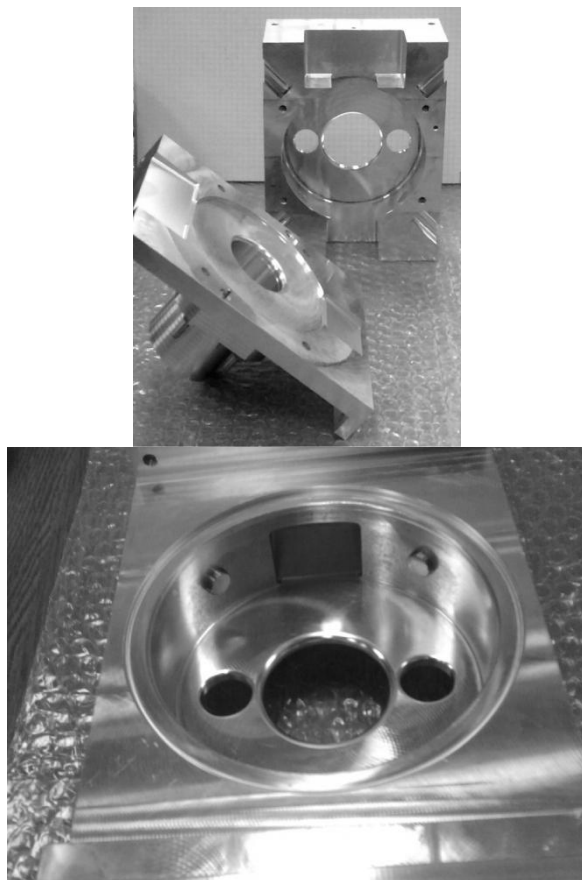


Рис. 4.19. Алюминиевые макеты ТТВ с регулировочными винтами

На рис. 4.20 изображены приборы и устройства, входящие в состав измерительного стенда.

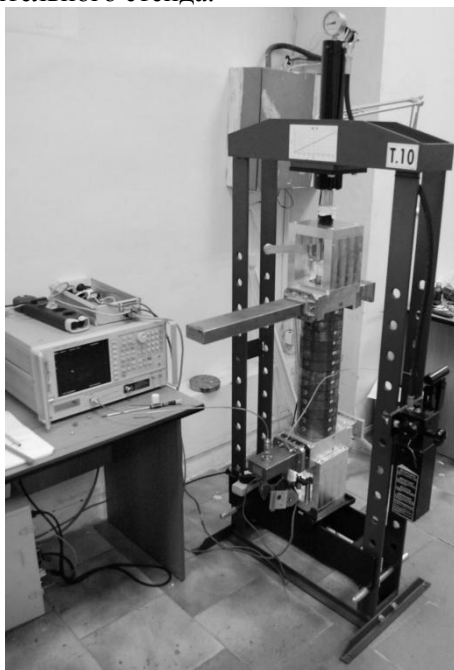


Рис. 4.20. Измерительный стенд

Экспериментальная настройка ввода мощности, равно как и численное моделирование, совершается за счет изменения радиуса ячейки трансформатора  $R$  и ширины окна связи этой ячейки с прямоугольным волноводом  $x$ .

В процессе настройки осуществлялись согласование по входу устройства ( $S_{11}$  на рабочей частоте не более  $-25$  дБ), согласования в самой отклоняющей структуре (отражение от ТТВ не более  $-30$  дБ) и требуемый набег фазы на ячейку с разбросом не более  $\pm 2^\circ$  от  $120^\circ$ .

Первоначальным этапом стала настройка выходного ТТВ (верхнего на рис. 4.17). Изменение диаметра ячейки ввода мощности (изменение резонансной частоты этой ячейки) заменялось введением либо фторопластового штыря в область, где превалирует электрическое поле, либо металлического штыря

в область, где сконцентрировано магнитное поле. В первом случае это приводит к уменьшению резонансной частоты, что эквивалентно увеличению диаметра ячейки ввода мощности, а во втором, соответственно, к его уменьшению. Таким образом, можно, не растачивая обечайку ячейки ввода мощности, исследовать влияние ее диаметра на качество согласования. На алюминиевом макете также изучалось влияние ширины окна связи  $x$  на качество согласования с помощью уменьшая размера окна связи путем установки металлической фольги на его кромки.

Процедура измерений осевого распределения электрического поля состояла в следующем: в процессе движения возмущающего тела в форме диска (диаметр 4 мм, толщина 1 мм) анализатор измерял комплексный коэффициент отражения  $\dot{S}_{11}$  в диапазоне частот от 2996,7 до 2997,7 МГц, когда тело:

- 1) выведено из первой трубки дрейфа (обозначение «Start 1»);
- 2) находится внутри отклоняющей структуры, либо, в частности, центрах каждой из 15 диафрагм (обозначение «Inside Structure»);
- 3) выведено из второй трубки дрейфа (обозначение «Stop»);
- 4) возвращено в первоначальную позицию (обозначение «Start 2») перед первой трубкой дрейфа.

Измерения при выведенном теле из объема отклоняющей структуры требуются для контроля и возможной коррекции дрейфа результатов измерений вследствие изменений температуры, влажности или настроек измерительной системы.

На рис. 4.21 приведен пример результатов измерений в виде изменения элемента матрицы рассеяния  $\dot{S}_{11}$  на комплексной плоскости с движением возмущающего тела вдоль оси отклоняющей структуры.

С использованием измеренных значений  $\dot{S}_{11}(z)$ , по формуле (4.26) рассчитывались распределение нормированной напряженности электрического поля и его фазы вдоль оси. Параметр равномерности поля  $K$  рассчитывались по формуле (3.1) с учетом величины измеренного коэффициента затухания 0,18 1/м.

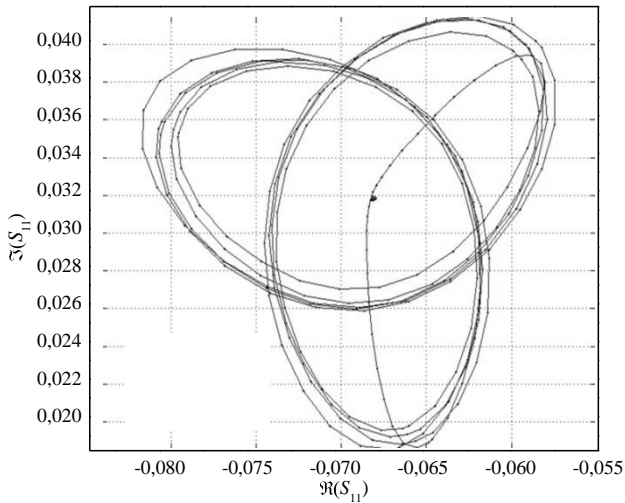


Рис. 4.21. Пример измеренного  $\dot{S}_{11}$  на комплексной плоскости в процессе движения возмущающего тела вдоль оси отклоняющей структуры

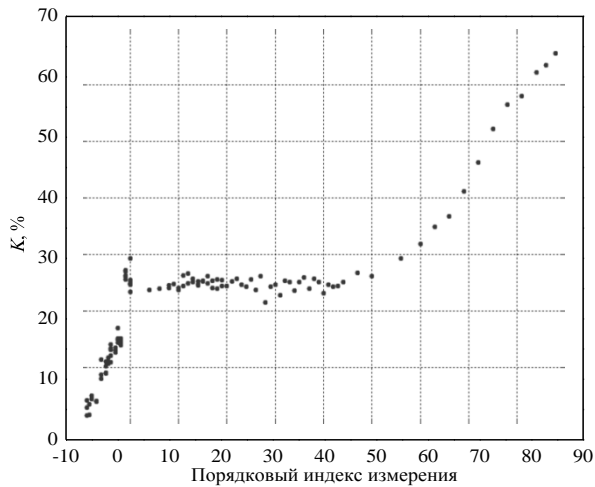


Рис. 4.22. Динамика настройки коэффициента равномерности поперечного поля на оси 16-ячеечного ВЧ-дефлектора

На рис. 4.22 приведены экспериментальные данные исследования влияния указанных элементов настройки

на неравномерность поля. Совокупность точек на рис. 4.22, лежащих справа от «0» по оси абсцисс, соответствует введению фторопластового штыря, то есть уменьшению частоты, а совокупность слева от «0» – углублению настроечных винтов (см. рис. 4.19) внутрь полости переходной ячейки, то есть увеличению частоты.

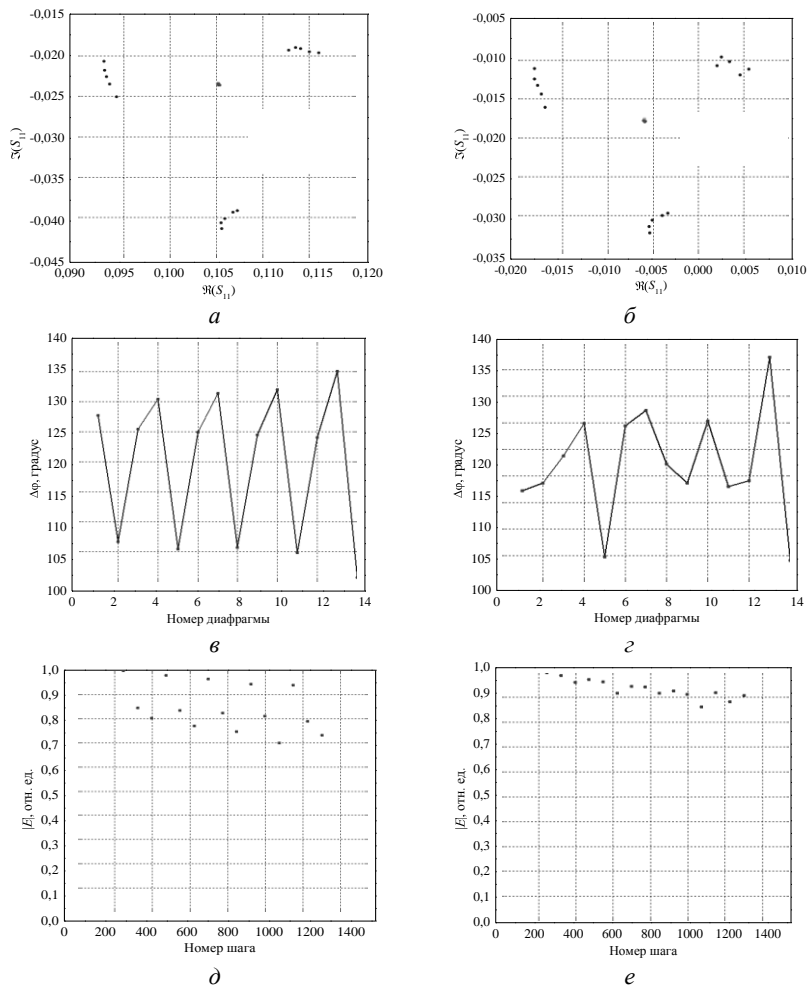


Рис. 4.23. Зависимости измеренных величин для ненастроенной (*a*, *в*, *д*) 16-ячеечной структуры и на промежуточном этапе настройки (*б*, *г*, *е*)

На рис. 4.23 приведены распределения амплитуды и фазы поля вдоль оси структуры до первой итерации настройки (*a*, *в*, *д*) и в промежуточном этапе настройки (*б*, *г*, *е*). На рис. 4.23,*а*, *б* изображены действительная и мнимые части коэффициента отражения; на рис. 4.23,*в*, *г* – фаза коэффициента отражения при положении тела в центрах диафрагм; на рис. 4.23*д*, *е* – распределение нормированной амплитуды поля в центрах диафрагм.

Результаты окончательной настройки выходного ТТВ представлены на рис. 4.24 и 4.25.

В результате экспериментальной настройки выходного ТТВ получены следующие результаты: неравномерность отклоняющего поля в структуре составила менее  $-34$  дБ (2 %), максимальное отклонение набега фазы на период структуры составило  $2^\circ$  от номинального значение  $120^\circ$ , отражение на рабочей частоте  $-18$  дБ. Затем сборка была повернута для того, чтобы произвести настройку входного ТТВ, результатом которого было получение минимального значения коэффициента отражения  $S_{11}$  на рабочей частоте.

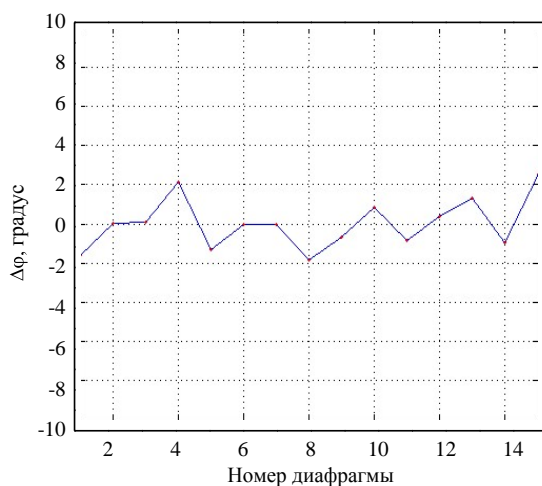


Рис. 4.24. Изменение фазы по длине настроенной отклоняющей структуры

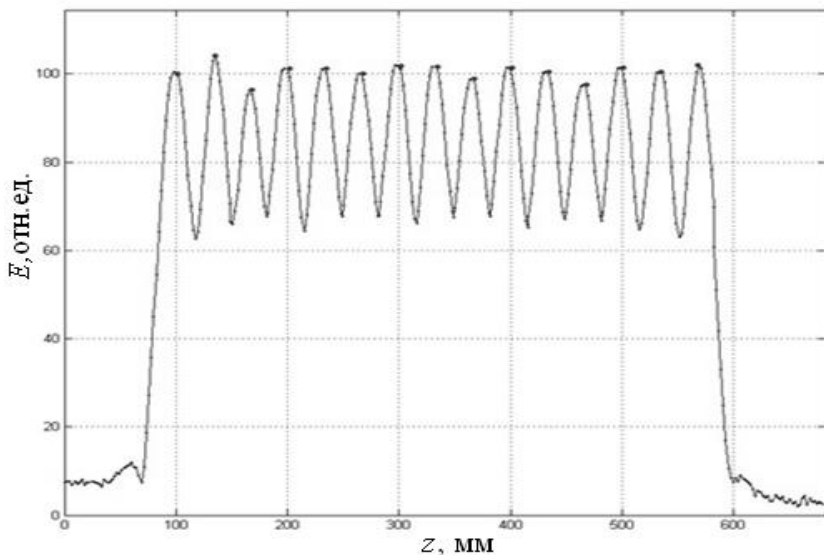


Рис. 4.25. Изменение амплитуды поперечного электрического поля с учетом затухания по длине отклоняющей структуры

В результате настройки входного ТТВ отражение на рабочей частоте составило  $-32$  дБ (рис. 4.26). Величины его размеров, пересчитанные по глубине погружения настроечных винтов, составили: радиус обечайки 53,54 мм, ширина окна связи 33,05 мм.

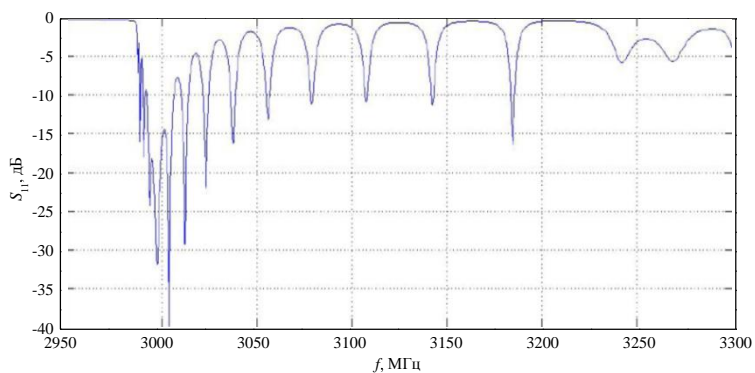


Рис. 4.26. Измеренная зависимость  $S_{11}$  в диапазоне частот 2950–3300 МГц при настроенном входном ТТВ

Эти размеры приняты в качестве номинальных для проектирования входного и выходного трансформаторов типа волны в рабочем варианте дефлектора для PITZ.

На рис. 4.27 изображена фотография заготовки устройства ввода мощности. На внешней стороне его переходной ячейки предусмотрено место под настроечные элементы, позволяющие изменять собственную частоту ячейки ввода мощности в процессе настройки структуры на режим бегущей волны.

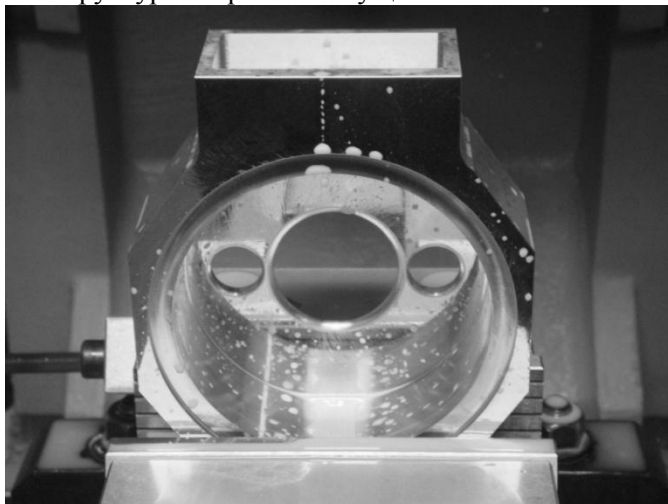


Рис. 4.27. Заготовка медного устройства ввода мощности

Предусмотренные устройства настройки радиуса переходных ячеек обеспечивают достаточный диапазон регулировки для настройки всей отклоняющей структуры после пайки, которая, возможно, вызовет некоторые деформации.

#### **4.4. Элементы высокочастотного тракта для дефлекторов PITZ и XFEL**

Высокочастотный тракт служит для передачи ВЧ-мощности от клистрона к отклоняющей структуре, поглощения выведенной из нее ВЧ-мощности, а также для диагностики работы структуры. Общие требования на элементы – это согласование в волноводном

порту не хуже  $-50$  дБ, возможность передачи через них ВЧ-мощности до 45 МВт в импульсном режиме (рабочая частота 2997,2 МГц, длительность импульса 3,7 мкс, частота повторений 10 Гц).

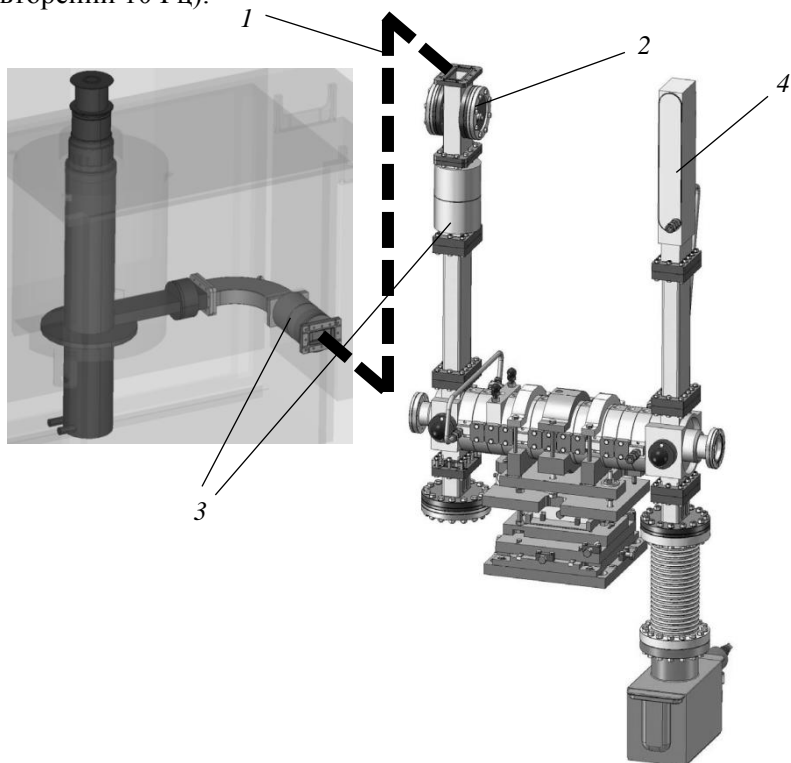


Рис. 4.28. ВЧ-тракт дефлектора PITZ и инжекторной части XFEL

В состав ВЧ-тракта дефлектора для PITZ и инжектора XFEL (рис. 4.28) входят:

- волноводный тракт из отрезков прямых волноводов,  $E$ -изгибы и  $H$ -изгибы (общая длина  $\sim 50$  м) 1;
- направленный ответвитель на полосковой линии либо направленный ответвитель на коаксиально-полосковой линии 2;
- два керамических волноводных окна 3;
- волноводная поглощающая нагрузка 4.

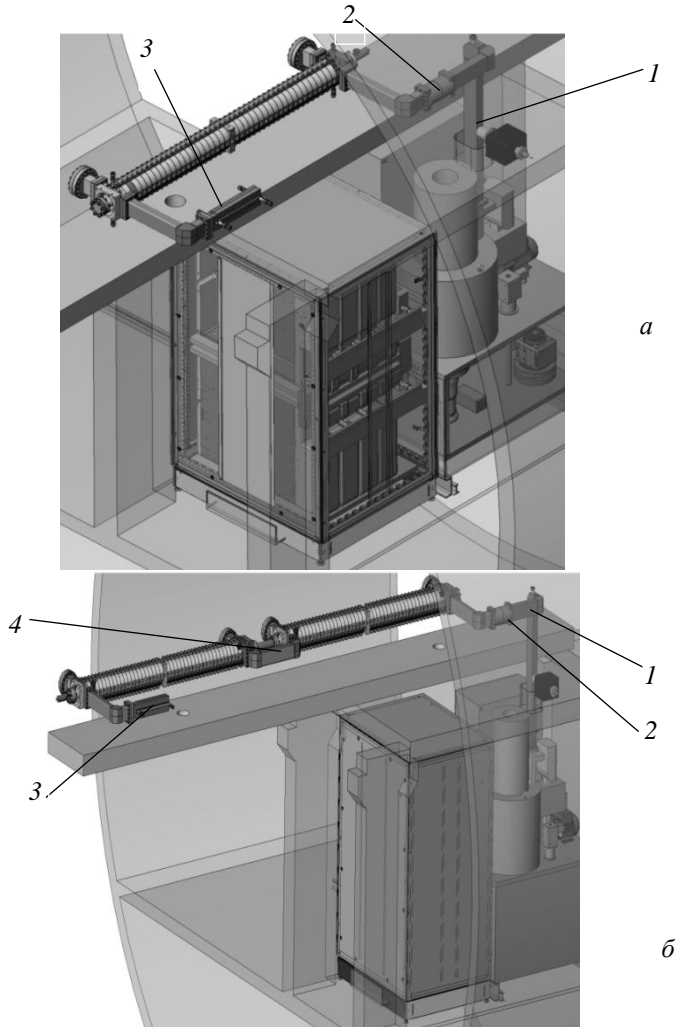


Рис. 4.29. ВЧ-тракты дефлектора BC1 (а) и BC2 (б)

ВЧ-тракты дефлекторов BC1 (рис. 4.29,а) и BC2 (рис 4.29,б) для XFEL состоят из:

- отрезков прямых волноводов,  $E$ -изгибов и  $H$ -изгибов 1;
- керамического волноводного окна 2;
- волноводной поглощающей нагрузки 3;

- U-образного волновода, соединяющего последовательно две отклоняющие 46-ячеечные секции в ВС2 4.

Каждый из указанных элементов был рассчитан с помощью программы CST Microwave Studio, затем спроектирован, изготовлен, после чего измерены его характеристики. Ниже описаны процессы их численной настройки и измерений.

#### 4.4.1. Направленные ответвители

Направленные ответвители (НО) – четырехпортовые устройства, предназначенные для направленной передачи из ВЧ-тракта части электромагнитной энергии падающей или отраженной волны [23]. НО состоит из двух связанных между собой линий – основной, по которой проходит основной поток электромагнитной энергии, и вспомогательной, куда ответвляется только ее часть. НО характеризуются двумя коэффициентами: переходное ослабление  $C$  – отношение входной мощности в основной линии к мощности, ответвленной в рабочее плечо вспомогательной, и направленность  $D$  – отношение мощностей на выходе рабочего и нерабочего плеч вторичной линии.

Как самостоятельные устройства НО используются для контроля параметров сигнала в линии и ее согласования с нагрузкой. Следовательно, в случае использования НО в ВЧ-тракте дефлекторов, они должны быть расположены в волноводе, подводящем ВЧ-мощность к отклоняющей структуре.

Были спроектированы два типа НО: волноводно-полосковый и волноводно-коаксиальный (рис. 4.30 и 4.33 соответственно). Главное отличие между ними заключается в конструкции вспомогательной линии. В первом случае, она выполнена в виде полосковой линии на печатной плате с использованием материала Rogers 4003С ( $\epsilon = 3,55$ ) в качестве диэлектрика, а во втором – в виде коаксиально-полосковой линии с воздушным заполнением. Также волноводно-полосковый НО является двойным, т.е. состоит из двух вторичных линий, расположенных по разные стороны от основной линии, с одним рабочим выходом у каждой из них. Основная передающая линия обоих НО – это прямоугольный

волновод сечением  $72 \times 34 \text{ мм}^2$ , связанный со вспомогательной через круглое отверстие в своей широкой стенке.

На рис. 4.31 изображены элементы вторичной полосковой линии с волновым сопротивлением  $50 \text{ Ом}$ , заданным толщиной диэлектрика  $0,508 \text{ мм}$  и поперечным сечением полоска  $1,09 \times 0,018 \text{ мм}^2$ . Вакуумный корпус представляет собой металлический цилиндр, образованный круглой обечайкой диаметром  $62 \text{ мм}$ , внешней стороной широкой стенки прямоугольного волновода и крышкой с припаянным к нему ВЧ-разъемом N-типа ( $50 \text{ Ом}$ ). К крышке припаян вращающийся круглый фланец.

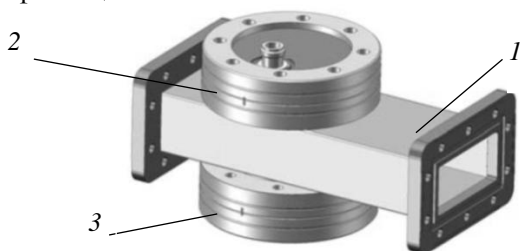


Рис. 4.30. Волноводно-полосковый направленный ответвитель:  
 I – основная линия, прямоугольный волновод;  
 2 и 3 – вакуумные корпуса вспомогательных полосковых линий

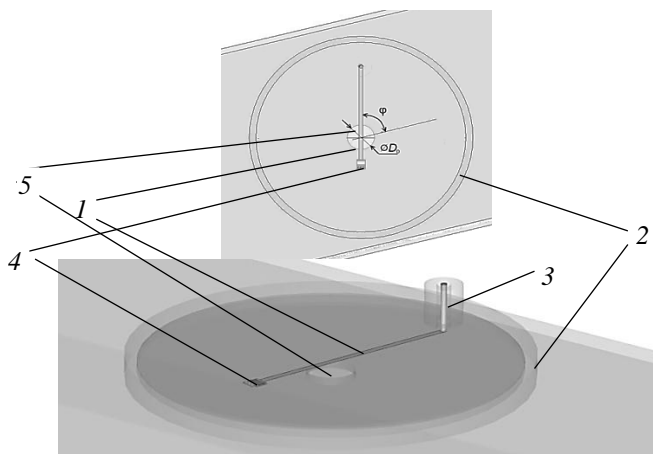


Рис. 4.31. Полосковая линия направленного ответвителя (слева – вид сверху, справа – общий вид): I – медный полосок; 2 – вакуумный корпус; 3 – выходной ВЧ-разъем; 4 – чип-резистор с сопротивлением  $50 \text{ Ом}$ ; 5 – отверстие связи

Коэффициент переходного ослабления зависит от диаметра отверстия связи  $D_0$ . В процессе расчетов этот диаметр был настроен на требуемую величину  $C = -60$  дБ, и его величина составила 8 мм. Необходимая направленность в 30 дБ была получена путем варьирования угла  $\varphi$  между осями полоска во вторичной линии и основного прямоугольного волновода. Она также зависит от качества согласования полосковой линии с чип-резистором.

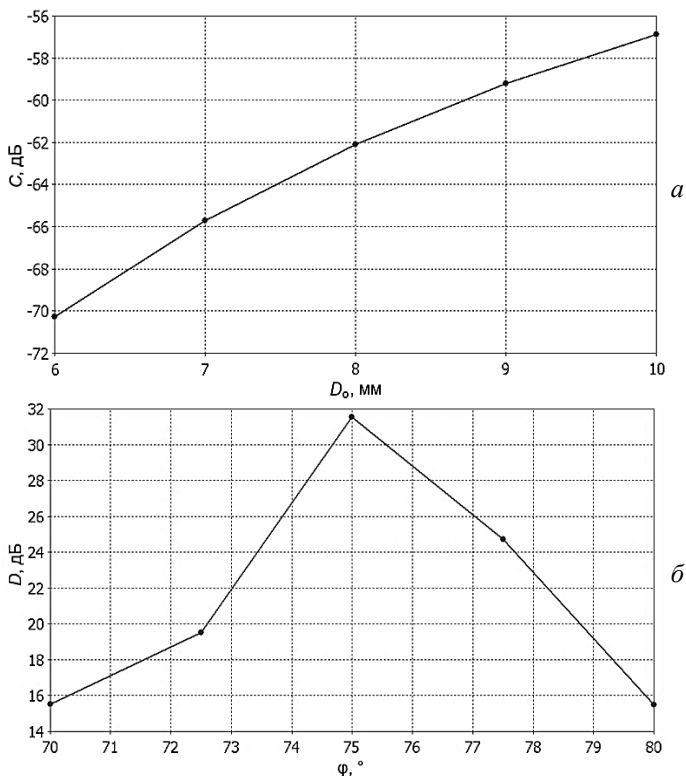


Рис. 4.32. Зависимость коэффициента переходного ослабления волноводно-полоскового НО от диаметра отверстия связи (а); зависимость коэффициента направленности волноводно-полоскового НО от угла  $\varphi$  между осями полоска и прямоугольного волновода (б)

Считая, что входной и выходной волноводные порты трехплечего НО (четвертый порт нагружен чип-резистором) имеют номера 1 и 2 соответственно, а коаксиальный порт – номер 3, можно вычислить переходное ослабление как  $C=20 \times \lg(S_{31})$  дБ, а направленность  $D=20 \times \lg(S_{31}/S_{21})$  дБ. На рис. 4.32 показаны рассчитанные зависимости этих коэффициентов на рабочей частоте 2997,2 МГц от диаметра отверстия связи  $D_0$  и угла  $\varphi$ . Величина угла, при которой НО обладает требуемой направленностью, равна  $75^\circ$ .

На рис. 4.33 показана схема волноводно-коаксиального НО. Как и в предыдущей конструкции, вспомогательная линия образована внутри цилиндрического корпуса (диаметр 38 мм), но внутренний проводник имеет круглое сечение диаметром 1,0 мм и соединен с двух концов с коаксиальными разъемами SMA-типа (50 Ом). Волновое сопротивление коаксиально-полосковой линии настроено на 50 Ом с помощью выбора расстояния  $h_1 = 0,19$  мм между внутренним проводником и крышкой корпуса и высотой  $h = 3$  мм.

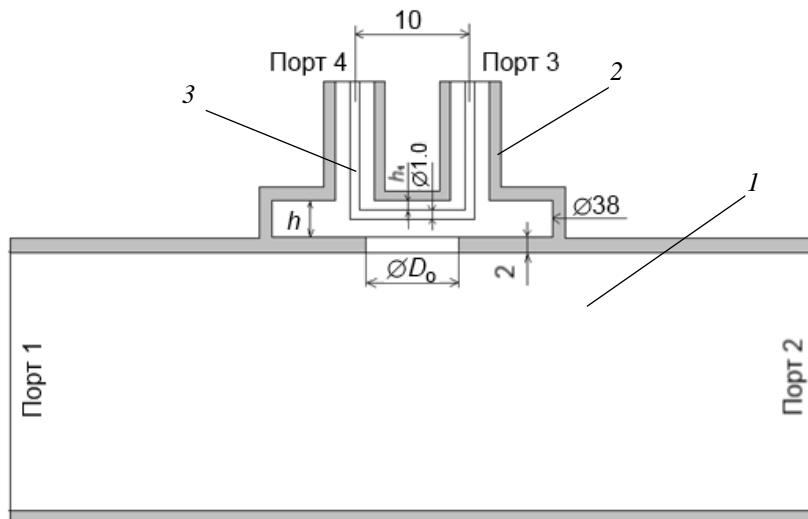


Рис. 4.33. Волноводно-полосковый направленный ответвитель: 1 – основная линия (прямоугольный волновод  $72 \times 34$  мм<sup>2</sup>); 2 – корпус вспомогательной коаксиально-полосковой линии; 3 – ее внутренний проводник

Для данного НО переходное ослабление  $C$  и направленность  $D$  зависят от диаметра отверстия связи между основной и вспомогательной линиями, а также угла между осью внутреннего проводника и осью прямоугольного волновода.

Аналогично расчетам предыдущего НО требуемое переходное ослабление  $-60$  дБ достигнуто при диаметре отверстия связи  $6,9$  мм, а необходимая направленность – при угле  $\varphi=38^\circ$  между коаксиально-полосковой линией и прямоугольным волноводом.

Результаты измерений параметров изготовленных НО (рис. 4.34) приведены в табл. 4.5.

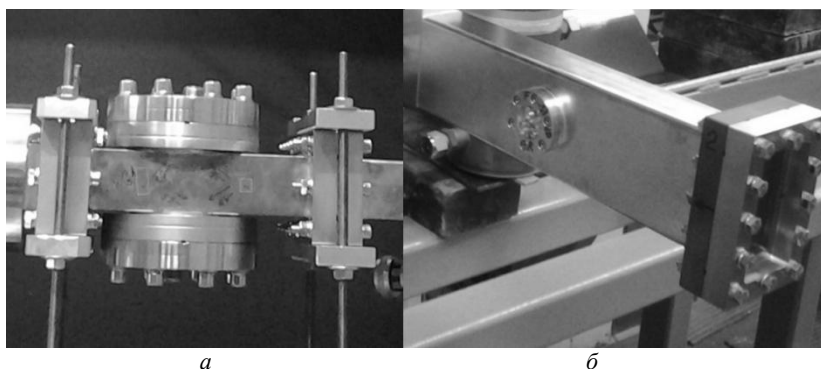


Рис. 4.34. Изготовленные НО:  $a$  – волноводно-полосковый;  $b$  – на коаксиально-полосковой линии

Таблица 4.5

Результаты измерений параметров НО

Параметр	Волноводно-полосковый НО	НО на коаксиально-полосковой линии
Отражение по входу $S_{11}$ , дБ на частоте 2997,2 МГц	-64	-66
Переходное ослабление $C$ , дБ	59	57
Направленность $D$ , дБ	30	31

Результаты измерений параметров обоих изготовленных НО подтверждают расчеты и свидетельствуют о пригодности этих изделий для эксплуатации в ВЧ-трактах дефлекторов.

#### 4.4.2. Керамическое волноводное окно

В волноводном ВЧ-тракте между клистроном и дефлектором инжекторной части ускорителя XFEL должны быть предусмотрены два вакуумных окна.

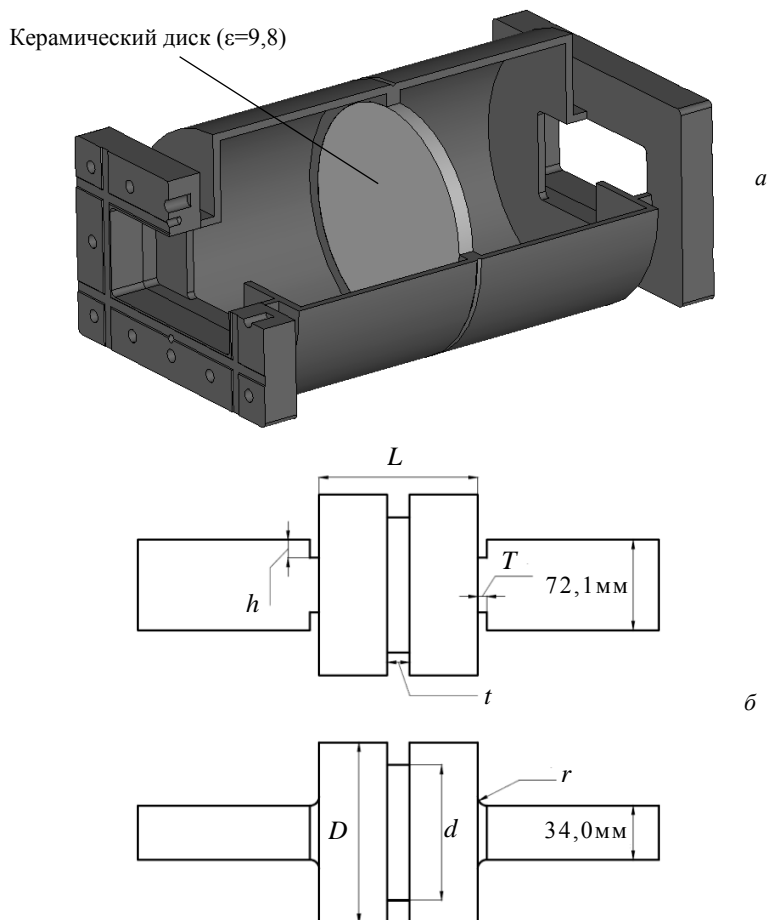


Рис. 4.35. Расчетная модель керамического вакуумного окна (a) и обозначения его размеров (б)

Окна предназначены для разделения следующих областей: отрезок вакуумного тракта длиной 1 м между клистроном и первым окном будет заполнен азотом, между окнами планируется иметь либо воздух при давлении 1 атм, либо технический вакуум. Второе окно будет отделять воздушную или вакуумную область ВЧ-тракта от объема дефлектора с рабочим высоким вакуумом. Расчетная модель окна и схема ее размеров изображена на рис. 4.35.

В процессе настройки размеров окна достигалось минимальное отражение в волноводном порту на рабочей частоте 2997,2 МГц. Геометрические размеры окна, при которых достигается его согласование, приведены в табл. 4.6.

Таблица 4.6

Размеры настроенного вакуумного окна						
Размер, мм	$D$	$L$	$d$	$t$	$T$	$r$
Значение	90,0	128,2	80,0	5,0	4,0	4,0

На рис. 4.36 показана частотная зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  в волноводном порту в результате настройки размеров окна.

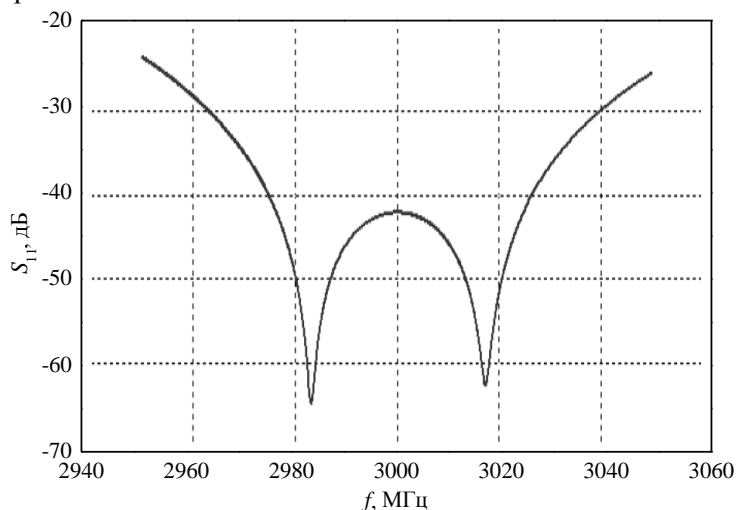


Рис. 4.36. Зависимость  $S_{11}$  для вакуумного окна в диапазоне частот 2940–3060 МГц

По результатам измерений изготовленного окна (рис. 4.37), отражение на рабочей частоте составило  $-40$  дБ, что согласуется с результатами численной настройки.

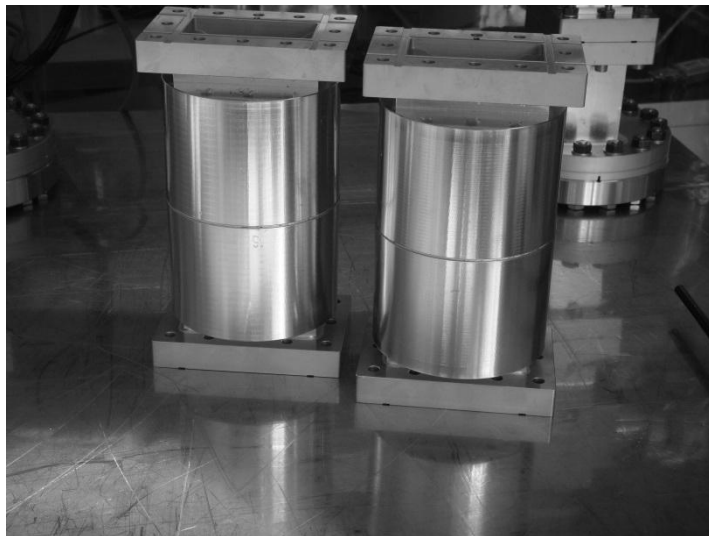


Рис. 4.37. Изготовленные вакуумные керамические окна

#### **4.4.3. Волноводная поглощающая нагрузка**

Нагрузка состоит из двух отрезков прямоугольного волновода: первый (входной) имеет присоединительный фланец  $72,1 \times 34,0$  мм<sup>2</sup> с одной стороны, а с другой – закороченный на конце отрезок волновода с экспоненциально сужающейся стенкой, как показано на рис. 4.38. Внутренняя стенка экспоненциальной части покрыта слоем альсифера (смесь алюминия, кремния и железа), характеризующимся высоким значением магнитной проницаемости ( $\mu \sim 60000$ ), а следовательно, высокой поглощающей способностью. Толщина слоя альсифера равна  $0,3$  мм.

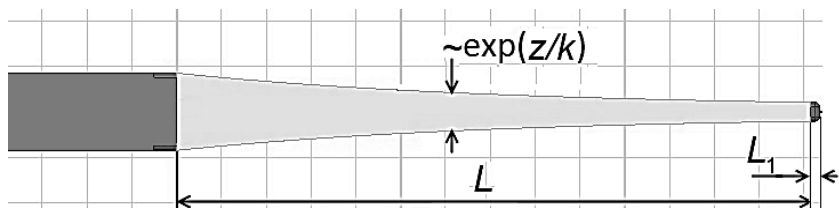


Рис. 4.38. Геометрия поглощающей нагрузки

При настройке нагрузки путем вариации длины  $L$  экспоненциальной части и ее показателя спада  $k$ , а также длины закоротки  $L_1$  обеспечивалось минимальное отражение на рабочей частоте 2997,2 МГц и отношения амплитуд электрических полей в сужающейся части и входной (коэффициент перенапряженности) не более 1,1, чтобы гарантировать отсутствие пробоя при заданном уровне входной ВЧ-мощности и длительности импульса. Корпус нагрузки включает систему водяного охлаждения с двумя патрубками.

По результатам численной настройки отражение в волноводном порту составило  $-60$  дБ, а коэффициент перенапряженности  $-1,05$ . Оптимальные размеры нагрузки: длина экспоненциальной части  $L=277$  мм, показатель спада  $k=136$  мм, длина закоротки  $L_1=8$  мм.

По результатам измерений изготовленной поглощающей нагрузки (рис. 4.39), отражение на рабочей частоте составило  $-26$  дБ, что согласуется с результатами численной настройки.

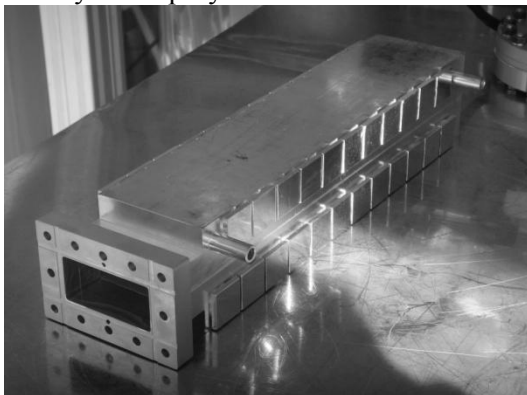


Рис. 4.39. Изготовленная волноводная поглощающая нагрузка

#### 4.4.4. U-образный волновод

Согласно схеме ВЧ-тракта в ВС2 (см. рис. 4.29,б), два ВЧ-дефлектора, каждый из которых содержит по 46 ячеек, соединены последовательно через отрезок U-образного прямоугольного волновода (рис. 4.40). Этот отрезок имеет два *E*-изгиба и служит для передачи выходной ВЧ-мощности из одного дефлектора во второй. Расстояние между центрами выходного ТТВ первого дефлектора и входного ТТВ второго должно быть 400,16 мм. Расстояние между осью обоих ВЧ-дефлекторов и поверхностью присоединительного волноводного фланца составляет 99,79 мм. При проектировании данного U-образного отрезка было необходимо выбрать такие размеры изгибов, при которых на частоте 2997,2 МГц не возникают отражения, а также настроить его длину (набег фазы на длине) так, чтобы в обоих дефлекторах были одинаковые распределения фаз отклоняющего поля на рабочей частоте.

Настроенные размеры *E*-изгибов, при которых отражение от них не превосходит -60 дБ, показаны на рис. 4.40. При настройке фазового набег на длине U-образного волновода осуществлялось изменение длины его параллельных ветвей *L* с целью минимизировать разность между распределениями фаз поперечного электрического поля вдоль осей дефлекторов  $\Delta\varphi(z) = \varphi_2(z) - \varphi_1(z)$ .

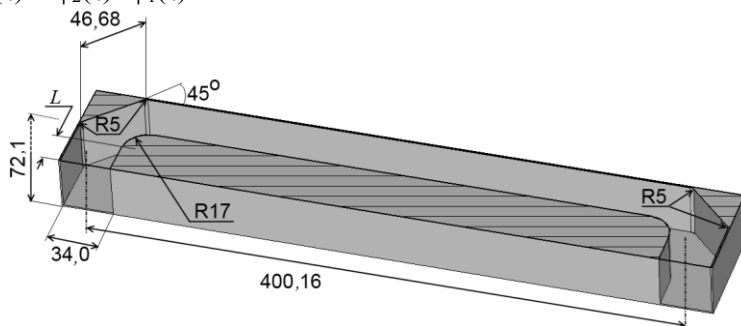


Рис. 4.40. Расчетная модель U-образного отрезка волновода

Для упрощения расчетов использовали модели ВЧ-дефлекторов, состоящих из 16 ячеек вместо 46. Сокращение числа

ячеек на число кратное трем допустимо, так как обе структуры настроены на набег фазы  $120^\circ$  на период. На рис. 4.41 приведены графики  $\Delta\varphi(z)$  на частоте 2997,2 МГц при вариации длины  $L$  и зависимость среднеквадратического отклонения  $\sigma_{\Delta\varphi}$  от  $L$ .

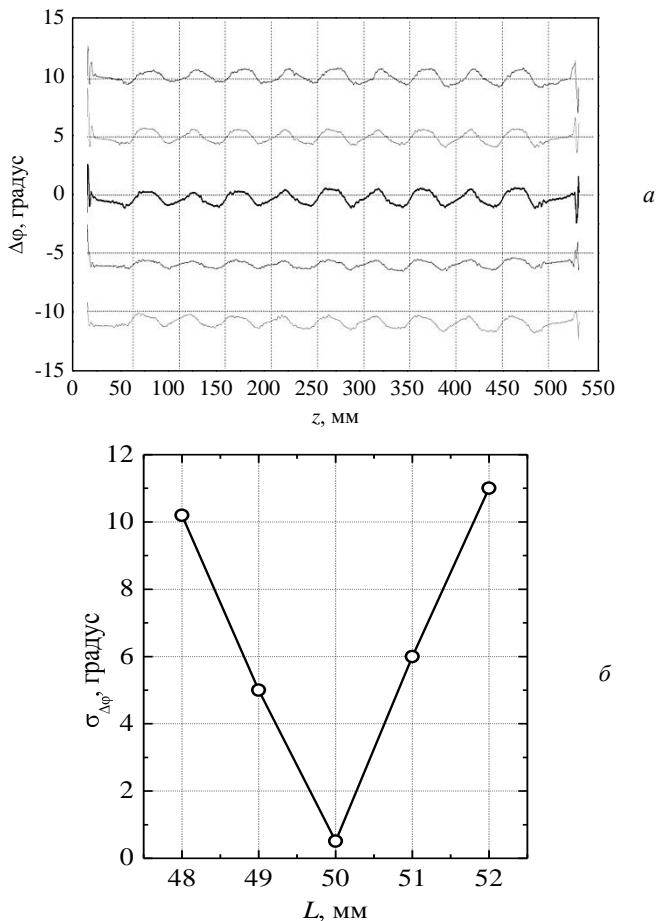


Рис. 4.41. Разница фаз поперечного электрического поля вдоль оси ВЧ-дефлектора (а) при различных  $L$ ; зависимость среднеквадратической разницы  $\sigma_{\Delta\varphi}$  от  $L$  (б)

По результатам настройки оптимальная длина параллельных участков U-образного волновода составила 50 мм.

## Выводы

В данной главе описан анализ методов измерения ЭДХ отклоняющих структур ВЧ-дефлекторов, рассчитанных на работу как в режиме бегущей, так и стоячей волны. Рассмотрены методы и средства измерения поперечного шунтового сопротивления, методы настройки структуры с вводами мощности и определения отражений в структуре.

Для описанных методов измерений разработан в виде блоков управляющих программ алгоритм автоматизированного измерительного комплекса для исследования электродинамических характеристик ускоряющих резонаторов и отклоняющих структур ВЧ-дефлекторов. Написаны программы для измерения амплитуды радиальной составляющей напряженности электрического поля на оси структуры, где в качестве возмущающего тела используется диск из диэлектрика. Создан стенд для экспериментальной проверки ЭДХ и настройки создаваемых ВЧ-дефлекторов.

По результатам расчетов, показанных в главе 2, были изготовлены ячейки из бескислородной меди, предназначенные для регулярной части отклоняющей структуры ВЧ-дефлектора PITZ. Контроль качества изготовления ячеек был проведен экспериментально на основании результатов измерений их резонансных частот и распределения электрического поля на оси структуры, собранной из этих ячеек. Приведены описания и результаты измерений всех необходимых ЭДХ изготовленных ячеек. Все экспериментально полученные значения ЭДХ находятся в хорошем соответствии с результатами численных расчетов в CST Microwave Studio.

Описан процесс настройки макетов ТТВ, изготовленных из алюминия для ВЧ-дефлектора PITZ, численная настройка размеров которых приведена в главе 3. Показан процесс экспериментальной настройки полной сборки ВЧ-дефлектора для PITZ, состоящего из 14 регулярных ячеек и двух алюминиевых макетов ТТВ.

Проведенная работа показала, что технология изготовления алюминиевых макетов ТТВ пригодна для изготовления рабочих

медных ТТВ. Оработанная методика настройки структуры с алюминиевыми макетами пригодна для настройки структуры с медными ТТВ на следующем этапе производства дефлектора для PITZ, т.е. для настройки структуры после пайки в водородной печи.

Приведены результаты расчетов и измерений элементов ВЧ-трактов для дефлекторов PITZ и XFEL. Выявлено хорошее согласование между экспериментом и численным моделированием по программе CST Microwave Studio.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполненных работ получены следующие результаты:

1. Проведены расчеты ЭДХ ячеек регулярной части ВЧ-дефлекторов с различными способами стабилизации плоскости поляризации дипольной волны: с двумя стабилизирующими отверстиями, с выточкой в диафрагме ячеек, с апертурным отверстием овальной формы и продольными штырями в широком диапазоне изменения их размеров. Найдены оптимальные размеры этих ячеек, удовлетворяющие требованиям к ВЧ-дефлекторам PITZ и XFEL. На основе проведенного численного анализа была выбрана общая для всех ВЧ-дефлекторов PITZ и XFEL конструкция отклоняющих ячеек – со стабилизирующими отверстиями.

2. Проведен численный анализ трех типов конструкций ТТВ для ввода ВЧ-мощности в отклоняющие структуры: симметричный, асимметричный, с запредельным вспомогательным волноводом. По результатам анализа последний тип выбран в качестве рабочего для всех ВЧ-дефлекторов PITZ и XFEL. Проведена оптимизация конструкции ВЧ-дефлекторов, в ходе которой показано, что ТТВ с уменьшенной вдвое длиной переходной ячейки обеспечивает величину отклонения пучка в 1,5 раза в сравнении с ТТВ единичной длины. При этом отсутствует нежелательный поперечный кик.

3. Создана программа расчета ЭДХ и моделирования отклоняющей секции на бегущей волне, основанная на методе эквивалентных схем. Программа дает возможность быстрой настройки ВЧ-дефлекторов с большим числом ячеек в режиме бегущей волны. Результаты расчета по программе согласуются с результатами расчета в программе CST Microwave Studio трехмерного моделирования электродинамических характеристик ВЧ-дефлекторов.

4. Проведен изготовление и экспериментальный контроль качества ячеек ВЧ-дефлектора PITZ, подтверждающий их пригодность для эксплуатации не только для этой отклоняющей секции, но и для всех ВЧ-дефлекторов XFEL.

5. Разработана и реализована методика измерения поперечного электрического и магнитного полей на оси отклоняющих структур, позволяющая экспериментально определять значения таких ЭДХ, как поперечное шунтовое сопротивление и приведенная напряженность отклоняющего поля. Результаты измерений этих ЭДХ для изготовленных отклоняющих ячеек для ВЧ-дефлектора PITZ находятся в полном соответствии с результатами численных расчетов в CST Microwave Studio.

6. Описан процесс экспериментальной настройки изготовленных алюминиевых макетов ТТВ в режиме бегущей волны. По результатам этой настройки найдены номинальные размеры медного ТТВ для 16-ячеечного дефлектора для PITZ.

7. Спроектированы и экспериментально исследованы элементы ВЧ-трактов дефлекторов для PITZ и XFEL: направленные ответвители, керамические окна, волноводные поглощающие нагрузки, U-образный соединительный волновод двух 46-ячеечных ВЧ-дефлекторов, предназначенных для диагностической станции в BC2 XFEL. Результаты измерений показывают соответствие с результатами расчетов и свидетельствуют о пригодности использования этих элементов в ВЧ-трактах, работающих на высоком уровне мощности.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Alesini D. / RF Deflector Based on Sub-Ps Beam Diagnostics: Applications to FEL and Advanced Accelerators // International Journal of Modern Physics A, 2007, V. 22, №22, pp. 3693–3725
2. Schreiber S., Faaz B., Honkava K. / Operation of FLASH at 6.5 nm Wavelength // Proceedings of EPAC'08, Genoa, Italy, pp. 216–218
3. Schreiber S. / First Lasing in the Water Window with 4.1 nm at FLASH // Proceedings of FEL2011, Shanghai, China, pp. 130–132
4. Braun H.H. / The Future of X-ray FELs // Proceedings of IPAC2012, New Orleans, Louisiana, USA, pp. 247–251
5. Coherent X-ray Scattering and Lensless Imaging at the European XFEL Facility / I.A. Vartanyants, I.K. Robinson, I. McNulty, C. David, P. Woche, Th. Tschentscher, // Journal of Synchrotron Radiation, V. 14, P. 6, pp. 453–470
6. The European X-Ray Free-Electron Laser Technical Design Report / M. Altarelli, R. Brinkmann et al, // DESY, ISBN-978-3-935702-17-1, 2007
7. Decking W. / Status of the European XFEL – Constructing the 17.5 GeV Superconducting Linear Accelerator // Proceedings of LINAC2012, Tel-Aviv, Israel, 2012, pp. 105–109
8. A Transverse RF Deflecting Structure for Bunch Length and Phase Space Diagnostics / R. Akre et al // Proceedings of PAC-01, Chicago, USA, 2001, pp. 2353–2355
9. The Next Linear Collider Extraction Line Design / Y. Nosochkov, T. Raubenheimer, K. Thompson, M. Woods // Proceedings of PAC-99, New York, USA, 1999, pp. 44–46
10. Layout of the PIZ Transverse Deflecting System for Longitudinal Phase Space and Slice Emittance Measurements / L. Kravchuk et al // Proceedings of LINAC2010, Tsukuba, Japan, 2011, pp. 416–418
11. Measurement of Slice-Emittance Using Transverse Deflecting Structure / M. Rohrs et al // Proceedings of FEL2005, Stanford, USA, 2005, pp. 484–486
12. A Transverse Deflecting Structure for Bunch Length and Space Diagnostics / P. Emma et al // LCLS-TN-00-12, 2000
13. Slice Emittance Measurements at the SLAC Gun Test Facility / D.H. Dowell et al // SLAC-PUB-9540, 2002
14. Transverse-Emittance Measurements on a S-band Photocathode RF Electron Gun / J.F. Schmerge et al // Nuclear Instruments and Methods A, 483, 2002, pp. 301–304
15. Demonstration of Emittance Compensation through the Measurement of the Slice Emittance of a 10 ps Electron Bunch / X. Qiu et al // Phys. Rev. Lett. 76, 20, 1996, pp. 3723–3726
16. A Modified Quadscan Technique for Emittance Measurement of Space Charge Dominated Beams / C. Limborg et al // SLAC-PUB-10733, 2003
17. Зверев Б.В., Собенин Н.П. Электродинамические характеристики ускоряющих резонаторов // М.: Энергоатомиздат, 1993

18. Диафрагмированные волноводы: Справочник, 3-е издание / О.А. Вальднер, Н.П. Собенин, Б.В. Зверев, И.С. Щедрин // М.: Энергоатомиздат, 1991
19. RF Measurements of the Final Brazed SPARC RF Deflector / L. Ficcadenti et al // Proceedings of PAC07, Albuquerque, New Mexico, USA, 2007, pp. 3994–3996
20. Bernard P., Lengeler H. / On the Design of Disc-Loaded Waveguides for RF Separators // CERN 68-30, Geneva, 1968
21. Loew G.A., Altenmueller O.H. / Design and Application of RF Deflecting Structure at SLAC // PUB-135, 1965
22. Loew G.A., Altenmueller O.H., Larsen R.R. / Investigations of Travelling Wave Separators for the Stanford Two-Mile Linear Accelerator // SLAC Report 17, SLAC, Stanford (USA), 1963
23. Собенин Н.П., Милованов О.С. / Техника сверхвысоких частот // М.: Энергоатомиздат, 2007, 543 с.
24. Investigations of the Longitudinal Electron Bunch Structure at the FLASH Linac with a Transverse Deflecting RF-Structure / M. Rorhs et al // Proceedings of FEL-06, Berlin, Germany, 2006, pp. 300–303
25. Long Pulse, High Power Test of Argonne's RF Separator Deflector Structures / J.W. Dawson et al // Proceedings of PAC-71, 1971, p. 769–770
26. Transverse C-Band Deflecting Structure For Longitudinal Phase Space Diagnostics in the XFEL/SPRING-8 "SACLA" / H. Ego et al // Proceedings of IPAC-11, San-Sebastian, Spain, 2011, pp. 1221–1223
27. X-band Travelling Wave Deflector for Ultra-short Beam Diagnostics / R. Agustsson et al // Proceedings of IPAC-10, Kyoto, Japan, 2010, pp.1206–1208
28. Commissioning of the X-band Transverse Deflector for Femtosecond Electron/X-ray Pulse Length Measurements at LCLS / Y. Ding et al // Труды конференции IPAC-13, Shanghai, China, 2010, pp. 2091–2093
29. Commissioning of a 1.3-CHz Deflecting Cavity for Phase Space Exchange at the Argonne Wakefield Accelerator / M. Conde, H. Chen et al // Proceedings of IPAC-12, New Orleans, USA, 2012, pp. 3350–3352
30. Paramonov V.V., Kravchuk L.V. / Effective Standing Wave RF Structure for Charged-Particle Beam Deflector // Proceedings of LINAC-2006, Knoxville, USA, 2006, pp. 457–479
31. A Transverse Deflecting Cavity for the Measurement of Short Low Energy Bunches at EBTF / G. Burt et al // Proceedings of IPAC-12, New Orleans, USA, 2012, pp. 335–337
32. Структуры с поперечным отклоняющим полем для лазера на свободных электронах / А.А. Анисимов и др. // Приборы и техника эксперимента, 2010, №1, с. 117–124
33. Paramonov V.V. / Deflecting Structures with Minimized Level of Aberrations // Proceedings of LINAC2012, Tel-Aviv, Israel, 2012, pp. 476–478
34. Kilpatrick W.D. / Criterion for Vacuum Sparking Designed to Include Both RF and DC // Rev. Sci. Inst., 28, №10, 1957, p. 857
35. The New RF Deflectors for the CTF3 Combiner Ring / D. Alesini et al, // Proceedings of PAC09, Vancouver, Canada, pp. 1812–1814

36. Каминский В.И., Собенин Н.П. / Высшие типы волн в элементах ускоряющих структур // М.: МИФИ, 2002, 118 с.
37. Herwig F. / Advances of accelerator physics and technologies // Schopper World Scientific, 1993, 762 p.
38. Paramonov V.V. / The Fine Structure for the Zone of Particle Interaction with a Finite Length Periodic Structure // Proceedings of LINAC2012, Tel-Aviv, Israel, 2012, pp. 473–475
39. Викулов В.Ф., Калюжный В.Е., Исследование высокочастотных характеристик ускоряющих секций с бегущей волной на основе резонаторной модели // Журнал технической физики, Т. 52, №11, 1982, с. 2168–2176
40. Смирнов А.Ю., Калюжный В.Е. / Анализ и оптимизация узлов высокочастотных секций линейных ускорителей и deflectоров заряженных частиц с помощью эквивалентной схемы // Журнал технической физики, Т. 84, №7, 2014, с. 121–143
41. Ускоряющие структуры и СВЧ устройства линейных коллайдеров / Б.Ю. Богданович, В.Е. Калюжный, В.И. Каминский, Н.П. Собенин // М.: Энергоатомиздат, 2004, 304 с.
42. Slater J.C. / Microwave Electronics // New York, Van Nostrand, p. 81
43. About Non Resonant Perturbation Field Measurement In Standing Wave Cavities / D. Alesini et al // Proceedings of EPAC08, Genoa, Italy, 2008, pp. 197–201

# ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	3
Глава 1. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДЕФЛЕКТОРЫ .....	9
1.1. Измерение параметров сгустков с помощью ВЧ-дефлекторов .....	9
1.1.1. Измерение длины пучка .....	9
1.1.2. Измерение продольного фазового пространства пучка .....	15
1.2. Структуры ВЧ-дефлекторов .....	17
1.2.1. Отклоняющая структура ВЧ-дефлектора на стоячей волне .....	17
1.2.2. Отклоняющая структура ВЧ-дефлектора на бегущей волне .....	24
1.3. Обзор существующих ВЧ-дефлекторов .....	30
1.3.1. ВЧ-дефлекторы на бегущей волне .....	30
1.3.2. ВЧ-дефлекторы на стоячей волне .....	34
Выводы .....	38
Глава 2. РАСЧЕТ КОНСТРУКЦИИ ЯЧЕЕК ДЛЯ ОТКЛОНЯЮЩИХ СТРУКТУР .....	40
2.1. Требования к отклоняющим структурам .....	40
2.2. Структура со стабилизирующими отверстиями .....	44
2.3. Структура с оппозитными выточками в обечайке ячейки .....	53
2.4. Структура с продольными стержнями .....	57
2.5. Структура с овальным апертурным отверстием .....	60
2.6. Выбор отклоняющей структуры .....	65
Выводы .....	67
Глава 3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И НАСТРОЙКА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ДЕФЛЕКТОРОВ .....	69
3.1. Устройства ввода мощности в отклоняющие структуры .....	69
3.1.1. Устройство трансформатора типа волны .....	70
3.1.2. Численная настройка ТТВ дефлектора PITZ .....	74
3.1.3. Численная настройка ТТВ дефлекторов XFEL .....	79
3.2. Влияние длины ячейки трансформатора типа волны на характеристики ВЧ-дефлектора .....	82
3.2.1. Расчет отклоняющего потенциала .....	82
3.2.2. Вариация длины ячейки трансформатора типа волны .....	86
3.3. Настройка отклоняющих структур методом эквивалентных схем .....	90
3.3.1. Эквивалентная схема для КДВ на дипольной волне .....	90
3.3.2. Оптимизация параметров ячеек входного и выходного трансформатора типа волны .....	97
3.3.3. Программа численной настройки ТТВ на бегущей волне .....	103
3.4. Анализ наведенных полей в высокочастотном дефлекторе .....	107
Выводы .....	114

Глава 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И НАСТРОЙКА ВЧ-ДЕФЛЕКТОРА .....	116
4.1. Методы измерения электродинамических характеристик отклоняющих структур .....	116
4.1.1. Измерение резонансных частот .....	116
4.1.2. Измерения электромагнитных полей в режиме стоячей волны .....	119
4.1.3. Измерения электрического поля в режиме бегущей волны .....	126
4.1.4. Измерение поперечного шунтового сопротивления .....	128
4.2. Измерение электродинамических характеристик ВЧ-дефлектора .....	130
4.2.1. Измерение резонансных частот регулярных ячеек .....	132
4.2.2. Измерение распределения поля в регулярных ячейках .....	139
4.2.3. Измерение поперечного шунтового сопротивления .....	142
4.3. Настройка трансформаторов типа волны ВЧ-дефлектора на режим бегущей волны.....	149
4.4. Элементы высокочастотного тракта для дефлекторов PITZ и XFEL .....	157
4.4.1. Направленные ответвители .....	160
4.4.2. Керамическое волноводное окно .....	165
4.4.3. Волноводная поглощающая нагрузка .....	167
4.4.4. U-образный волновод .....	169
Выводы.....	171
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	173
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	175

Александр Алексеевич Завадцев  
Дмитрий Александрович Завадцев  
Владимир Ильич Каминский  
Александр Юрьевич Смирнов  
Николай Павлович Собенин

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДЕФЛЕКТОРЫ  
ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ПУЧКА ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ

Монография

Редактор Е.Г. Станкевич

Подписано в печать 20.11.2014. Формат 60×84 1/16  
Печ. л. 11,25. Уч.-изд. л. 11,5. Тираж 100 экз.  
Изд. № 005-2. Заказ № 14.

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ».  
115409, г. Москва, Каширское шоссе, 31.  
ООО «Клаб Принт».  
127018, Москва, Марьиной Роши 3-й проезд, д. 40, корп. 1.