

Сибирское отделение Российской Академии наук  
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ им.Г.И. Будкера

В.Д. Шемелин

ПОВОРОТЫ И СТЫКИ  
ВОЛНОВОДНОГО ТРАКТА

ИЯФ 2000 75

Новосибирск  
2000

## **Повороты и стыки волноводного тракта**

*В.Д. Шемелин*

Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН  
630090, Новосибирск, Россия

### **Аннотация**

Представлены результаты расчета оптимальных радиусов изгиба прямоугольного волновода в  $E$ - и в  $H$ -плоскости. Рассчитано усиление электрического поля в волноводе, связанное с кривизной волновода и отражениями, возникающими на переходах от прямого волновода к изогнутому. Рассмотрены неоднородности волноводного тракта, связанные с межфланцевыми уплотнениями. Для расчетов использованы аналитические приближения и 3-мерные программы.

## **Bends and joints of the waveguide transmission line**

*V.D. Shemelin*

Budker Institute of Nuclear Physics  
630090, Novosibirsk, Russia

### **Abstract**

Results of calculation of optimal radii for rectangular waveguide bended in  $E$ - and  $H$ -plane are presented. Enhancement of electric field in the waveguide in connection both with waveguide curvature and with reflections at the transitions of the straight waveguide to the bended one is computed. Inhomogeneities of the waveguide line in the place of interflange sealing are examined. Analytical approximations and 3-D simulation codes are used for the calculations.

© *Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН*

---

## Введение

При построении волноводного вакуумного тракта для питания линака [1] потребовалось использовать повороты волноводов как в  $E$ - так и в  $H$ -плоскости. Для уменьшения отражений повороты делались плавными, по дуге окружности, и выбранный при создании тракта радиус поворота  $R_0 = 128$  мм обеспечивает КСВ, не создающий проблем при его эксплуатации.

Однако для более осознанного проектирования тракта следовало бы понять, какие отражения и усиления поля возникают при изгибах волновода и какие радиусы являются оптимальными. Эти сведения можно будет учесть при создании новых волноводных трактов и волноводных конструкций, в частности, при разработке резонатора бегущей волны для испытаний СВЧ устройств на высоком уровне мощности.

В соответствии с известным справочником [2] плавные изгибы в волноводах создают отражение у каждого конца изгиба, поэтому для компенсации отражений от концов изгиба последний должен иметь длину по средней линии, примерно равную целому числу полуволн.

Для волновода сечением  $72 \times 34$  мм<sup>2</sup> на частоте 2856 МГц отличие длины волны в плавно изогнутом волноводе от длины волны в прямолинейном волноводе невелико, поэтому «правильные» радиусы поворота должны, при этих предположениях, равняться величинам:  $R_0 = 49, 98, 146 \dots$  мм, если поворот делается на  $90^\circ$ . Радиус измеряется по средней линии волновода.

Общий подход к решению задач о нерегулярных волноводах развит в монографии [3], однако для расчета отражений при малых радиусах изгиба волноводов все равно требуется большая вычислительная работа, поэтому было естественно воспользоваться готовой 3-мерной программой.

Расчет коэффициента отражения в зависимости от радиуса изгиба с помощью программы HFSS [4] для поворота на  $90^\circ$  в плоскости  $H$  дает кривую (1), представленную на рис. 1. Минимумы ее вовсе не совпадают с радиусами  $R_0$ , указанными выше.

Более подробный анализ приводит к эквивалентным схемам, предложенным в [5]: для поворота в  $H$ -плоскости – рис. 2 и для поворота в  $E$ -плоскости – рис. 3. В публикации даются также аналитические выражения для параметров этих эквивалентных схем. Кроме скачка волнового сопротивления (проводимости) в месте перехода от прямого волновода к изогнутому (в плоскости  $T$ , см. рис.) следует учитывать локальную реактивность, как при любом скачкообразном изменении сечения волновода, коаксиальной или другой регулярной линии.



Рис. 1. Коэффициент отражения в зависимости от радиуса изгиба в плоскости  $H$  для волновода сечением  $72 \times b$  мм<sup>2</sup>.

Поскольку при обоих видах поворота имеются 2 перехода: от прямолинейного волновода к изогнутому – и обратно, составим полную эквивалентную схему и рассчитаем трансформацию сопротивлений ко входу в поворот с целью расчета коэффициента отражения.

Далее рассмотрим каждый из поворотов отдельно.

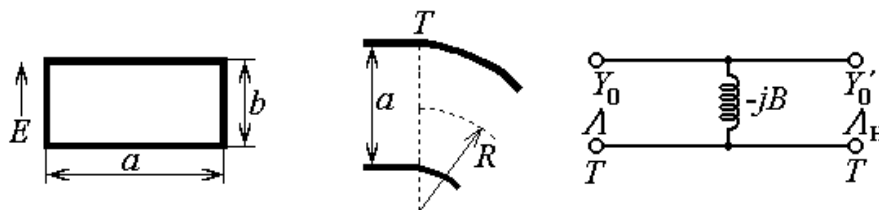


Рис. 2. Поворот волновода в  $H$ -плоскости.

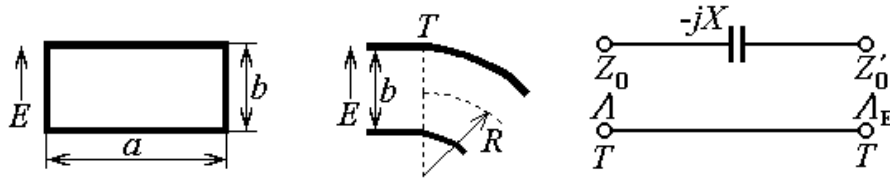


Рис. 3. Поворот волновода в  $E$ -плоскости.

### $H$ -поворот

Эквивалентная схема 90-градусного  $H$ -поворота представлена на рис. 4.

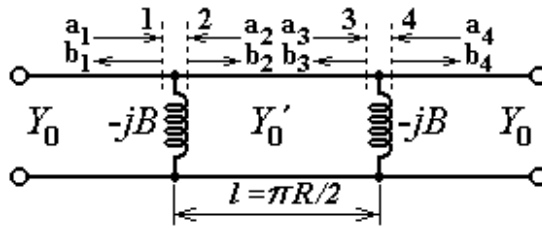


Рис. 4. Эквивалентная схема  $H$ -поворота на  $90^\circ$ .

В соответствии с [5]

$$\frac{Y'_0}{Y_0} = 1 + \frac{\pi^2}{120} \left(\frac{a}{R}\right)^2 \left[ 1 + \frac{15/\pi^4}{\left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2 - 1} - \left(2 - \frac{5}{\pi^2} - \frac{60}{\pi^4}\right) \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2 + \left(1 + \frac{15}{6\pi^2} - \frac{105}{\pi^4}\right) \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^4 \right] + \dots,$$

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{\Lambda}{a} \cdot \frac{8}{\pi^4} \left(\frac{a}{R}\right)^2 \sum_{n=2,4}^{\infty} \left\{ \frac{n^3}{(n^2-1)^4} \left[ 1 - \frac{(4a/\lambda)^2}{n^2-1} \right]^2 \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{n\lambda}\right)^2} \right\},$$

где  $\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$  – длина волны в прямом волноводе,

$$\frac{1}{\Lambda_H^2} = \frac{1}{\Lambda^2} + \frac{1}{24R^2} \left[ 1 - \left(\frac{12 + \pi^2}{2\pi^2}\right) \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2 + \left(\frac{15 - \pi^2}{2\pi^2}\right) \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^4 \right] + \dots,$$

$\Lambda_H$  – длина волны в волноводе, изогнутом в плоскости  $H$  с радиусом  $R$  по средней линии. Зависимость  $\Lambda_H(R)$  показана на рис. 5.

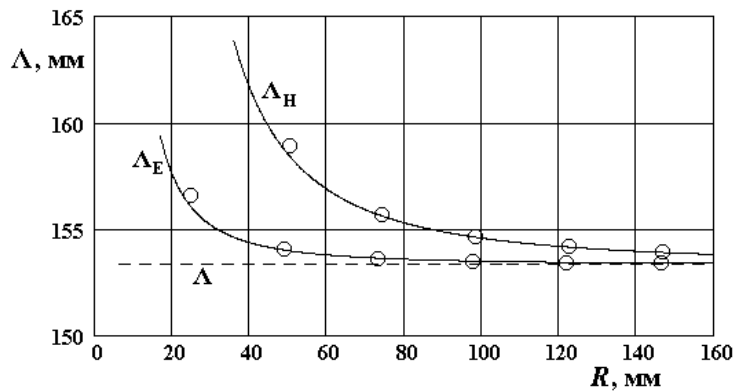


Рис. 5. Зависимость длины волны в изогнутом волноводе от радиуса изгиба. Сплошные линии – по аналитическим формулам. Кружки – проверка программой SLANS2 для кольцевых резонаторов.

Выражения, содержащие многоточие (...), изменены по сравнению с [5], где этот знак стоит внутри квадратных скобок. Дело в том, что разложение идет не по  $\frac{2a}{\lambda} > 1$ , а по параметру  $\frac{a}{2R}$ , как это показано в [6].

Для проверки формулы, выражающей длину волны в криволинейном волноводе  $\Lambda_H$ , был рассчитан кольцевой резонатор с помощью программы SLANS2 [7] с числом вариаций по азимуту  $m = 2, 3, \dots, 6$ . На рис. 5 показано, что результат хорошо совпадает с расчетом по аналитической формуле для  $\Lambda_H$ , начиная с  $R \approx a$  ( $a = 72$  мм – ширина волновода). Эта проверка оказалась полезной: формула для  $\Lambda_H$  взята из [6], т.к. в [5] имеется опечатка.

Была также сделана проверка и по аналитическим формулам для высших мод коаксиального волновода [5]. Результат совпадает с решением, полученным с помощью SLANS2, с точностью  $\sim 10^{-6}$ .

Последовательно запишем входные проводимости для плоскостей 3, 2, 1 рис. 4:

$$Y_3 = Y_0 - jB, \quad Y_2 = Y_0' \frac{Y_3 + jY_0'\tau}{Y_0' + jY_3\tau}, \quad \text{где } \tau = \operatorname{tg} \frac{\pi^2 R}{\Lambda_H}, \quad Y_1 = Y_2 - jB.$$

Отсюда коэффициент отражения поворота в плоскости  $H$

$$\Gamma_H = \frac{Y_0 - Y_1}{Y_0 + Y_1}.$$

Подставляя выражения для  $Y_1$ ,  $Y_2$  и т.д., получаем зависимость  $\Gamma_H(R)$ , модуль этой функции показан на рис. 1 (кривая 2). Видно, что расчет по аналитическим формулам довольно сильно расходится с расчетом, сделанным с помощью 3-мерной программы HFSS, примерно до  $R = 120$  мм. При бóльших значениях  $R$  результаты, полученные с помощью HFSS, имеют заметный разброс, так как более точный расчет при величине коэффициента отражения, меньшем 0.01, требует более значительной скорости счета и памяти компьютера, чем мы располагали. Начиная с  $R \approx 120$  мм, по-видимому, можно доверять аналитическим формулам. При значениях радиуса меньше 120 мм следует согласиться с результатами счета по 3-мерной программе, так как она принимает в расчет полное поле, то есть и высшие моды, возникающие на одном конце искривленного отрезка волновода и взаимодействующие с другим его концом, что игнорируется при аналитическом расчете.

Кроме стоячей волны, возникающей между источником СВЧ мощности и входом в поворот, имеется стоячая волна между началом и концом изогнутой части волновода. Чтобы определить связанные с ней перенапряжения, запишем в соответствии с обозначениями рис. 4 уравнения для амплитуд волн, падающих и отраженных от референсных плоскостей:

$$\begin{aligned} a_1 &= 1 & a_3 &= b_2 e^{-j\beta \cdot l} \\ b_1 &= a_1 \Gamma_1 + a_2 R_2 & b_3 &= a_3 \Gamma_2 + a_4 R_1 \\ b_2 &= a_2 \Gamma_2 + a_1 R_1 & b_4 &= a_4 \Gamma_1 + a_3 R_2 \\ a_2 &= b_3 e^{-j\beta \cdot l} & a_4 &= 0, \end{aligned}$$

где  $\Gamma_1$  – коэффициент отражения при переходе от линии  $Y_0$  к линии  $Y'_0$  при наличии параллельной проводимости  $-jB$ ,

$R_1$  – коэффициент передачи при переходе волны от линии  $Y_0$  к линии  $Y'_0$  при наличии параллельной проводимости  $-jB$ ,

$\Gamma_2, R_2$  – аналогичные коэффициенты при переходе от линии  $Y'_0$  к линии  $Y_0$ ,  
 $\beta = 2\pi/\Lambda_H$  – коэффициент фазы волны в волноводе.

Коэффициенты отражения и передачи выражаются через проводимости:

$$\Gamma_1 = \frac{Y_0 - Y'_0 + jB}{Y_0 + Y'_0 - jB}, \quad \Gamma_2 = \frac{Y'_0 - Y_0 + jB}{Y'_0 + Y_0 - jB},$$

$$R_1 = \frac{2Y_0}{Y_0 + Y'_0 - jB}, \quad R_2 = \frac{2Y'_0}{Y_0 + Y'_0 - jB}.$$

Решая записанную выше систему уравнений для амплитуд, получим усиление поля в изогнутой части волновода относительно прямолинейного согласованного участка (рис. 6):

$$\frac{E_{\max}}{E_0} = |a_2| + |b_2| = \frac{|R_1| \cdot (1 + |\Gamma_1|)}{|1 - \Gamma_1^2 \exp(-2j\pi^2 R/\Lambda_H)|}.$$

При  $R > 36$  мм, т.е. при любом радиусе поворота, длина поворота оказывается больше, чем  $\Lambda_H/4$ , а соотношение проводимостей таково, что в его пределах всегда имеется максимум стоячей волны.

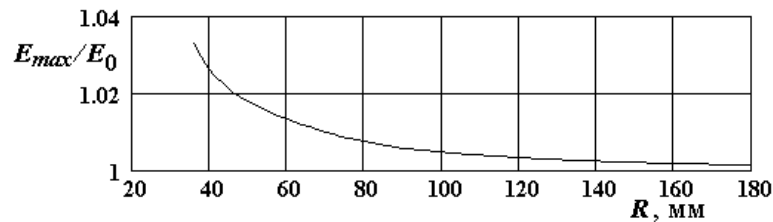


Рис. 6. Максимальное поле в пределах изогнутой части волновода с поворотом в  $H$ -плоскости.



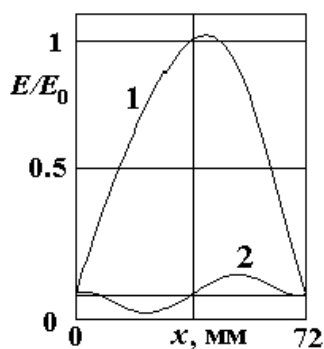


Рис. 7. Распределение электрического поля в поперечном сечении волновода при минимальном радиусе изгиба в  $H$ -плоскости (кривая 1) и поправка к невозмущенному полю (2).

Распределение электрического поля в поперечном сечении волновода искажается незначительно (рис. 7). Если воспользоваться формулами из [6], то можно найти, что даже при минимальном радиусе изгиба ( $R = 36$  мм) волновода сечением  $72 \times 34$  мм<sup>2</sup> максимальное поле увеличивается всего лишь на 1.4% с дальней стороны относительно центра изгиба. При этом максимальная величина поправки к невозмущенному полю с синусоидальной зависимостью от  $x$  составляет 7.4% от максимума (нижняя кривая).

Все аналитические выражения для максимальных полей, полученные с помощью эквивалентных схем, следует считать оценочными, по крайней мере, для  $R < 2\Lambda_H/\pi$ , т.е. пока в изгибе укладывается меньше одной длины волны, потому что, как уже было сказано, при таком расчете не учитывается взаимодействие высших мод. Это касается максимального значения поля как на средней линии вдоль изогнутой части волновода, так и перед входом в изгиб.

Однако эти оценки позволяют сделать вывод: увеличение поля в пределах изогнутой части волновода не превышает нескольких процентов и основной задачей является согласование входа в поворот. Для волновода сечением  $72 \times 34$  мм<sup>2</sup> на частоте 2856 МГц оптимальными радиусами для согласования при повороте в  $H$ -плоскости являются  $R_0 = 60, 110, 165 \dots$  мм.

### ***E*-поворот**

Эквивалентная схема *E*-поворота представлена на рис. 8.

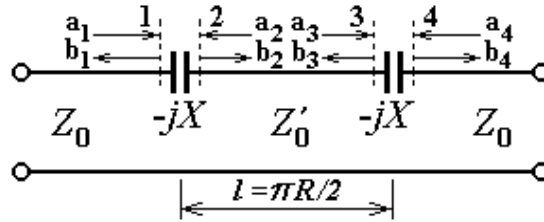


Рис. 8. Эквивалентная схема *E*-поворота на  $90^\circ$ .

В соответствии с [5]

$$\frac{Z'_0}{Z_0} = 1 + \frac{1}{12} \left( \frac{b}{R} \right)^2 \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{5} \left( \frac{2\pi b}{\Lambda} \right)^2 \right],$$

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{32}{\pi^7} \left( \frac{2\pi b}{\Lambda} \right)^3 \left( \frac{b}{R} \right)^2 \sum_{n=1,3}^{\infty} \frac{1}{n^7} \sqrt{1 - \left( \frac{2b}{n\Lambda} \right)^2},$$

$$\Lambda_E = \Lambda \left\{ 1 + \frac{1}{12} \left( \frac{b}{R} \right)^2 \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{5} \left( \frac{2\pi b}{\Lambda} \right)^2 \right] + \dots \right\},$$

$\Lambda_E$  – длина волны в волноводе, изогнутом в плоскости *E* с радиусом *R* по средней линии. Зависимость  $\Lambda_E(R)$  показана на рис. 5.

Как и в случае *H*-поворота, выражение, содержащее многоточие (...), изменено по сравнению с [5], где этот знак стоит внутри квадратных скобок. Здесь разложение идет не по  $\frac{2\pi b}{\lambda} > 1$ , а по параметру  $\frac{b}{2R}$ , как это показано в [6].

Для проверки формулы, выражающей длину волны в криволинейном волноводе  $\Lambda_E$ , был рассчитан кольцевой резонатор с помощью программы SLANS2 [7] с числом вариаций по азимуту  $m = 1, 2, \dots, 6$ . На рис. 5 показано, что результат хорошо совпадает с расчетом по аналитической формуле при  $R \geq b$  ( $b = 34$  мм – высота волновода). Эта проверка сделана ввиду того, что в [5] оговаривается, что оценка точности расчетов не производилась.

Последовательно запишем входные сопротивления для плоскостей 3, 2, 1 рис. 8:

$$Z_3 = Z_0 - jX, Z_2 = Z_0' \frac{Z_3 + jZ_0'\tau}{Z_0' + jZ_3\tau}, \quad \text{где } \tau = \operatorname{tg} \frac{\pi^2 R}{\Lambda_E}, \quad Z_1 = Z_2 - jX.$$

Отсюда коэффициент отражения поворота в плоскости  $E$

$$\Gamma_E = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}.$$

Подставляя выражения для  $Z_1$ ,  $Z_2$  и т.д., получаем зависимость  $\Gamma_E(R)$ , модуль этой функции показан на рис. 9 (кривая 2). Видно, что расчет по аналитическим формулам довольно сильно расходится с расчетом, сделанным с помощью 3-мерной программы HFSS во всем просчитанном диапазоне изменения  $R$ . Однако, вплоть до  $R \approx 120$  мм точки, рассчитанные HFSS, довольно хорошо ложатся на гладкую кривую, при этом минимум находится около  $R = 120$  мм. Минимум аналитической кривой также находится вблизи этого значения. К сожалению, при  $R > 120$  мм не удалось получить хорошей сходимости решений из-за ограниченности возможностей счета. Начиная с  $R \approx 120$  мм, по-видимому, можно доверять аналитическим формулам. При значениях радиуса меньше 120 мм следует согласиться с результатами счета по 3-мерной программе, так как она принимает в расчет полное поле, то есть и высшие моды, учет взаимодействия которых дает поправку при длине искривленного волновода меньшей, чем длина волны. Это взаимодействие через запредельный волновод игнорируется при аналитическом расчете.

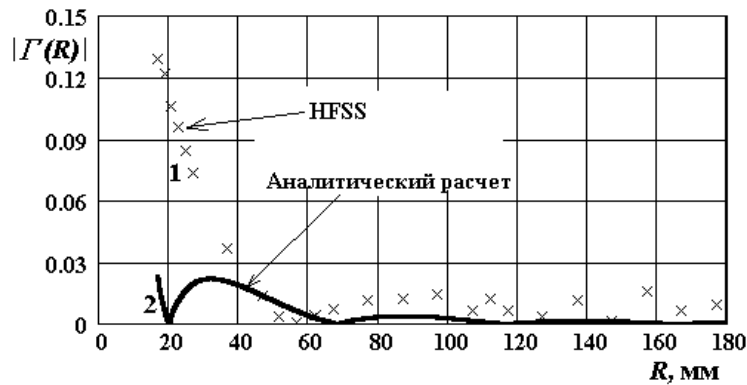


Рис. 9. Коэффициент отражения в зависимости от радиуса изгиба в плоскости  $E$  для волновода сечением  $72 \times 34$  мм<sup>2</sup>.

Кроме стоячей волны, возникающей между источником СВЧ мощности и входом в поворот, имеется стоячая волна между началом и концом изогнутой части волновода. Чтобы определить связанные с ней перенапряжения, можно записать уравнения для амплитуд волн, падающих и отраженных от референсных плоскостей в соответствии с обозначениями рис. 8. Эта система уравнений оказывается той же, что и записанная выше для  $H$ -поворота в соответствии с рис. 4. Отличия заключаются в выражениях для коэффициентов отражения и прохождения при переходе от линии с волновым сопротивлением  $Z_0$  к линии с волновым сопротивлением  $Z'_0$  и обратно:

$$\Gamma_1 = \frac{Z'_0 - Z_0 - jX}{Z'_0 + Z_0 - jX}, \quad \Gamma_2 = \frac{Z_0 - Z'_0 - jX}{Z_0 + Z'_0 - jX},$$

$$R_1 = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z'_0 - jX}, \quad R_2 = \frac{2Z'_0}{Z_0 + Z'_0 - jX}.$$

После решения системы уравнений для амплитуд получим усиление поля в изогнутой части волновода относительно прямолинейного согласованного участка (рис. 10). При  $17 < R < 34$  мм максимум, определяемый формулой

$$E_{\max}/E_0 = |a_2| + |b_2|,$$

в пределах изгиба не достигается. Максимальное поле находится на краю изгиба. При  $R > 34$  мм максимум напряженности поля равен максимуму стоячей волны.

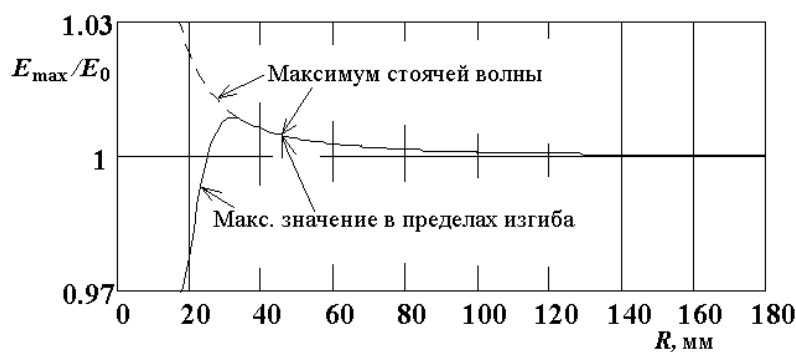


Рис. 10. Максимальное поле в пределах изогнутой части волновода с поворотом в  $E$ -плоскости.

Использованные при расчете  $E$ -поворота утверждения относительно величин поля относятся к средней линии волновода. Основным и наиболее существенным для этого вида изгиба усилением поля относительно поля на средней линии и в средней плоскости волновода является усиление, связанное с концентрацией поля на ближней к центру изгиба широкой стенке волновода. В первом приближении поле  $E_1$  на этой стенке связано с полем на средней линии  $E_0$  соотношением

$$E_1 = \frac{R}{R - b/2} \cdot E_0.$$

Эта зависимость представлена на рис. 11.

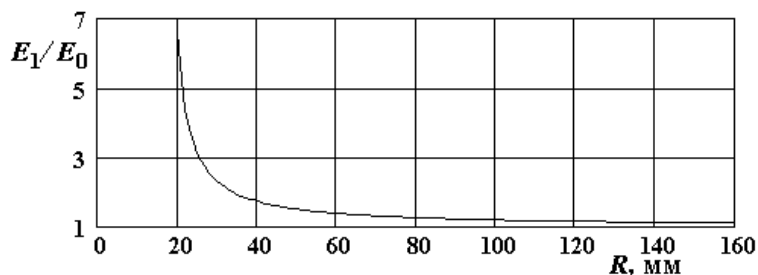


Рис. 11. Усиление поля на ближней к центру изгиба стенке волновода.

Более точное аналитическое выражение можно получить из [6]. Однако поправки, связанные с точным решением, не учитывают, как и ранее, влияние высших мод, поэтому в более точной оценке нет большого смысла.

### Другие частоты и размеры волноводов

Можно сделать пару замечаний общего характера. Коэффициент отражения не изменяется при пропорциональном изменении длины волны  $\lambda$ , радиуса поворота  $R$  и размеров волновода  $a$  и  $b$ ; для  $H$ -поворотов коэффициент отражения не зависит от высоты волновода при заданных  $\lambda$ ,  $a$  и  $R$ .

Было бы полезным распространить подход, предлагаемый в данной работе, на другие частоты и сечения волноводов. К сожалению, это пока не сделано из-за ограниченных возможностей пользования программой: нужная точность требует большого времени счета.

Приведем лишь один пример расчета для другого сечения.

Для частоты 11.424 ГГц, используемой в линейных коллайдерах [8], при сечении волновода  $23 \times 10 \text{ мм}^2$ , в силу вышесказанного коэффициенты отражения будут те же, что и для частоты 2856 МГц с волноводом  $92 \times 40 \text{ мм}^2$  при соответствующем изменении радиуса.

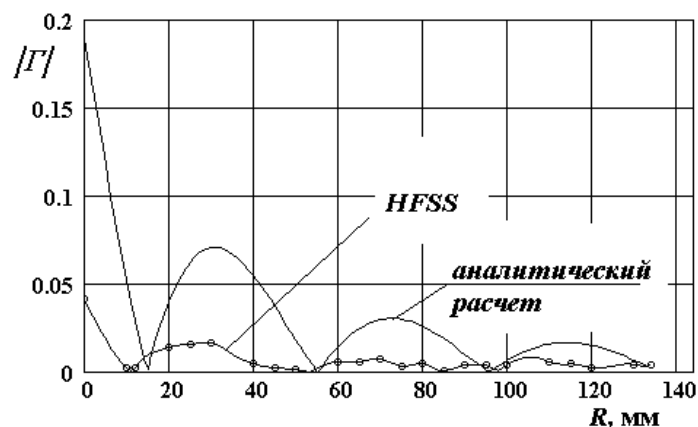


Рис. 12. Коэффициент отражения в зависимости от радиуса изгиба в плоскости  $H$  для волновода сечением  $92 \times b \text{ мм}^2$ .

Результаты расчета для изгиба такого волновода в  $H$ -плоскости представлены на рис. 12. От высоты волновода  $b$ , как и на рис. 1, коэффициент отражения не зависит. Для других размеров (частот) в некоторых пределах можно использовать интер- или экстраполяцию.

## Соединение волноводов

Волноводный тракт состоит из отдельных волноводов, которые стыкуются между собой с помощью фланцев и медных прокладок. Эскиз соединения показан на рис. 13. Медная прокладка толщиной 1.8 мм, изначально плоская, благодаря деформации обеспечивает вакуумную плотность. В то же время при смыкании фланцев и прокладки обеспечивается СВЧ контакт.

Регулярная часть волновода имеет прямоугольное сечение с радиусом скругления прямого угла  $R = 0.5 \text{ мм}$ . Прямоугольная прокладка и

близлежащая часть фланца имеют радиус скругления внутреннего прямого угла  $R = 5$  мм. В конструкции фланцев предусмотрены плавные переходы с одного радиуса на другой. Переход осуществляется на длине 6 мм. Таким образом, часть волноводных фланцев, расположенная вблизи прокладки, имеет меньшее поперечное сечение, чем регулярный волновод. Такой стык вызывает отражение СВЧ мощности.

Величина коэффициента отражения от стыка на рабочей частоте была рассчитана с помощью программы HFSS при различной длине суженной части волновода  $L$ . – см. рис. 13б. Как выяснилось, это отражение составляет в максимуме около  $\Gamma = 0.012$  при  $L \approx 35$  мм (рис. 14). Легко видеть, что в данном случае максимум коэффициента отражения соответствует расстоянию в четверть длины волны между неоднородностями, когда отражения складываются, и, напротив, минимум имеет место при расстоянии между неоднородностями, равном половине длины волны. В принятой конструкции длина  $L = 28.6$  мм, что практически соответствует максимальному отражению. К счастью, величина этого максимума невелика. Его, при необходимости, можно уменьшить, увеличив длину суженной части волновода до 70 мм или изменив конструкцию. Поведение коэффициента отражения в полосе частот от 2.5 до 3.2 ГГц показано на рис. 15.

### Заключение

Для волновода сечением  $72 \times 34$  мм<sup>2</sup>, работающего на частоте 2856 МГц рассчитаны оптимальные радиусы поворотов. Для изгиба в  $H$ -плоскости минимум коэффициента отражения достигается при радиусах поворота по средней линии  $R_0 = 60, 110, 165 \dots$  мм. Для изгиба в  $E$ -плоскости оптимальными являются радиусы  $R_0 = 57, 120, 165 \dots$  мм. Наиболее существенные усиления электрического поля по сравнению с полем в прямолинейном волноводе возникают при поворотах в  $E$ -плоскости. При выбранных для волноводного тракта радиусах поворота  $R = 128$  мм расчетный коэффициент отражения составляет на данной частоте 0.06 для  $H$ -поворотов и около 0.01 – для  $E$ -поворотов, что не создает проблем при эксплуатации тракта.

Сужение волновода вблизи вакуумной прокладки при выбранных размерах создает отражение также с величиной около 0.01.

Автор благодарен Э.И. Горнику, М.М. Карлинеру, В.М. Павлову и О.Н. Алякринскому за полезные обсуждения и Д.Г. Мякишеву за помощь в работе с программой SuperLANS.

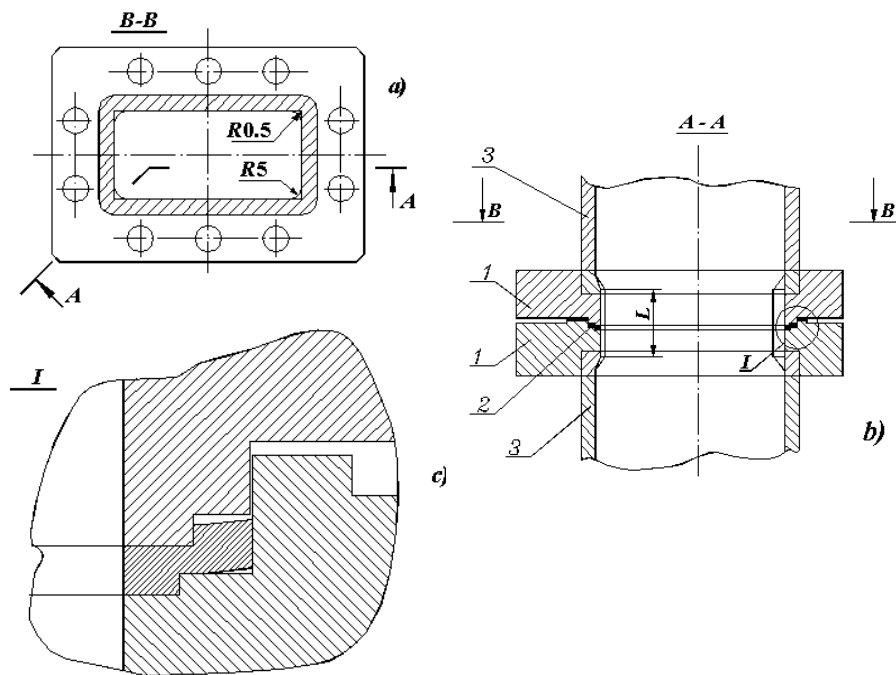


Рис. 13. Соединение волноводов. 1 – фланец, 2 – медная прокладка, 3 - регулярный волновод.

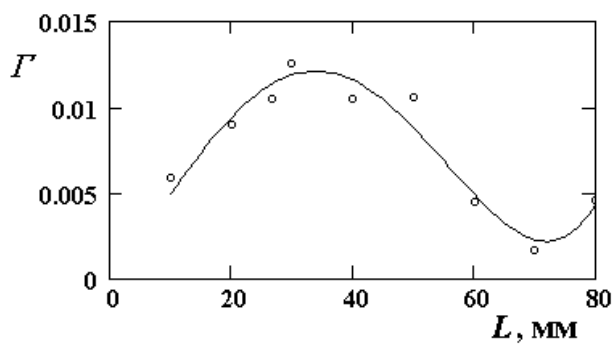


Рис. 14. Расчетный коэффициент отражения в зависимости от длины зауженного участка волновода.



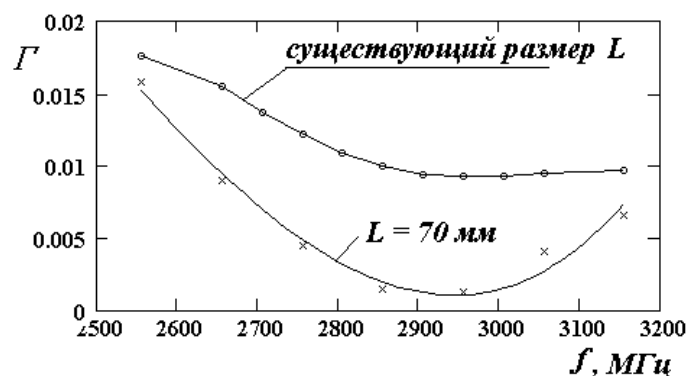


Рис. 15. Коэффициент отражения от зауженного участка в полосе частот.

## Литература

1. М.С. Авилов и др. Испытание ускоряющей секции форинжектора ВЭПП-5. Препринт ИЯФ 2000-26, Новосибирск 2000.
2. А.А. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. Справочник по элементам волноводной техники. Госэнергоиздат, М. - Л. 1963.
3. Б.З. Каценеленбаум. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. Изд. АН СССР. М., 1961.
4. «High Frequency Structure Simulator», Catalog of Hewlett Packard Ltd., 1995.
5. Справочник по волноводам. Перевод с англ. под ред. Я.Н. Фельда. Изд. «Советское Радио», М., 1952.
6. Л. Левин. Теория волноводов. «Радио и связь», М., 1981.
7. D.G. Myakishev., V.P. Yakovlev. The new possibilities of SuperLANS code for evaluation of axisymmetric cavities. 1995 Particle Accelerator Conference and International Conference on High Energy Accelerators. May 1 5, 1995, Dallas, Texas. pp.2348 2350.
8. P. Wilson. RF Power Sources for 5 – 15 TeV Linear Colliders. Proceedings of the Third Workshop on Pulsed RF Sources for Linear Colliders (RF96). Shonan Village Center, Hayama, Kanagawa, Japan. April 8 – 12, 1996. KEK Proceedings 97 1, April 1997.