

Белоусов В.И., Вихарев А.А., Денисов Г.Г., Корчагин В. В., Котов А.В.,  
Кузин А.В., Кулыгин М.Л., Новиков Е.А., Хозин М.А.

**РАЗРАБОТКА ВОЛНОВОДНЫХ  
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ  
СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ ДИАПАЗОНОВ 70 и 260 ГГц**

Препринт №

Нижний Новгород, 2013

Разработаны, изготовлены и экспериментально исследованы действующие макеты переключателей СВЧ излучения диапазонов 70 и 260 ГГц, управляемых импульсами оптического лазерного излучения. Приведены результаты численных расчетов методом FDTD и конструктивные параметры действующих макетов. Быстродействие переключателей составляет 1 нс, диапазон перестройки по частоте коммутируемого СВЧ излучения составляет ~10%. Экспериментально продемонстрирован процесс переключения, управляемый дешевым полупроводниковым оптическим лазером 532 нм 200 мВт, при частоте коммутируемого излучения 266.68 ГГц.

**DEVELOPMENT OF WAVEGUIDE SEMICONDUCTOR SWITCHES FOR  
70 AND 260 GHz MICROWAVE BANDS**

V. I. Belousov, A. A. Vikharev, G. G. Denisov, A. V. Kuzin, M. L. Kulygin,  
E. A. Novikov, M. A. Hozin

Several working samples of microwave switches controlled by optical laser emission for 260 GHz microwave band have been designed, built and experimentally investigated. Numerical simulation results by the FDTD method and construction parameters of the working samples are introduced. Performance rate of the switches is 1 ns, microwave frequency tuning range is about 10%. The process of switching driven by a cheap semiconductor optical laser 532nm 200mW has been experimentally demonstrated at 266.68 GHz.

Рецензент: д. ф.-м. н. М. Ю. Глявин

© Институт прикладной физики РАН, 2013

## ВВЕДЕНИЕ

В настоящей работе рассматривается волноводный полупроводниковый переключатель СВЧ излучения, предназначенный для модуляции и коммутации потока энергии когерентного СВЧ излучения с сохранением когерентности волновых пакетов на выходе между собой. Упрощенный принцип работы переключателя, известный с 1950-1970 годов [1], представлен на рис. 1.

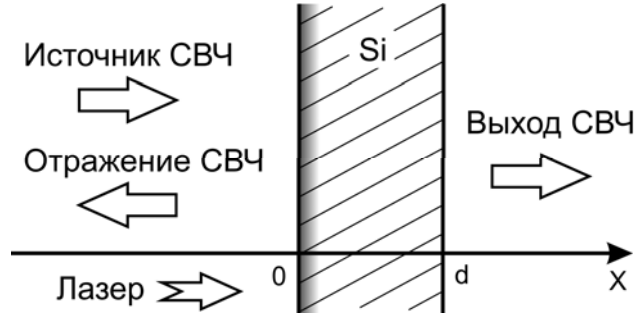


Рис. 1. Упрощенный принцип работы полупроводникового переключателя СВЧ

Активным элементом переключателя является пластина из нелегированного полупроводника – например, кремний, Si. В исходном состоянии, при комнатной температуре и отсутствии внешних полей, полупроводник проявляет электродинамические свойства, подобные диэлектрику с низкими омическими потерями. Входной поток из источника СВЧ энергии проходит через полупроводниковую пластину на выход переключателя практически без изменений, согласование достигается подбором толщины пластины  $d$  для нужной частоты. Управление переключением осуществляется с помощью низкоэнергетических импульсов оптического излучения, индуцирующего фотопроводимость в тонком слое на границе полупроводника, в результате чего полупроводник проявляет свойства, близкие к свойствам металла. При этом входной поток СВЧ энергии практически полностью отражается – происходит переключение. Появление индуцированной фотопроводимости и ее релаксация в отсутствие внешнего оптического излучения являются весьма быстрыми процессами с характерными временами порядка микросекунд (кремний, Si) и даже наносекунд (арсенид галлия, GaAs) [2].

Управляемый полупроводниковый элемент может быть встроен в резонансную волноводную или квазиоптическую конструкцию, что теоретически позволяет работать при частотах в десятки-сотни ГГц, а также кило- и мегаваттных уровнях проходящей СВЧ мощности без риска теплового разрушения и разумном уровне потерь мощности. В качестве такой конструкции мо-

жет быть выбран волноводный полосовой режекторный фильтр [3], структурная схема которого представлена на рис. 2.

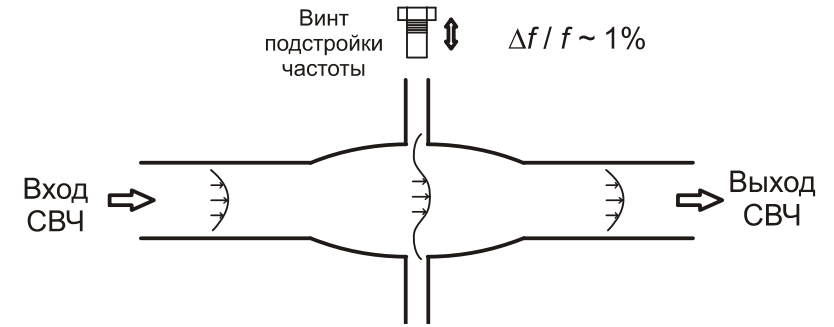


Рис. 2. Структурная схема волноводного полосового режекторного фильтра

Фильтр представляет собой резонатор в виде двустороннего симметричного адиабатического уширения волновода, заключенный между двумя отрезками регулярного одномодового волновода – например, прямоугольного, с модой  $TE_{10}$ . В центре уширения имеются два симметричных закритических отверстия-канала, предназначенные для эффективной трансформации исходной волны  $TE_{10}$  в близкую по структуре волну  $TE_{30}$ . Последняя, будучи запертой в резонаторе, определяет резонансную частоту фильтра – рис. 3. Вход и выход фильтра симметричны между собой. В один (или оба) из закритических каналов вводится винт, с помощью которого возможна плавная перестройка резонансной частоты в пределах примерно 1%. Главным достоинством фильтра является наличие глубокого единственного резонанса в широкой области частот.

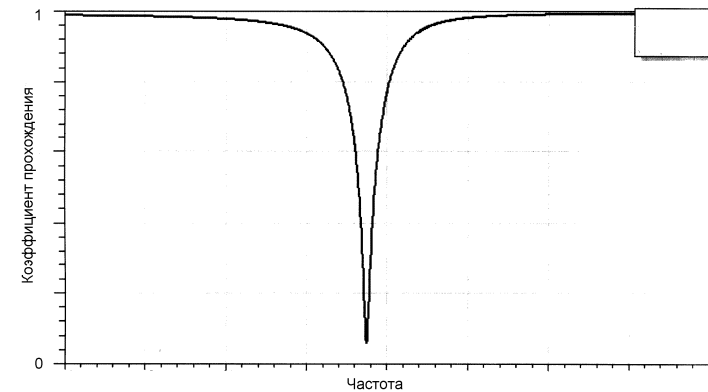


Рис. 3. Типичная АЧХ волноводного полосового режекторного фильтра

Идея создания управляемого волноводного режекторного фильтра, т.е. переключателя резонансной частоты (полосы частот), путем введения в резонатор активного элемента – пластины из полупроводника, была предложена в 2006 г. Было высказано предположение, что тонкая пластина полупроводника, расположенная вблизи закритического отверстия связи, существенно не изменит характеристики резонатора. Т.е., для расчета параметров резонатора нового фильтра-переключателя можно использовать прежнюю модель полей  $TE_{10} - TE_{30}$ . Впоследствии было установлено [4], что прежняя модель может быть использована только для грубой оценки. Подсветку одной из двух широких сторон полупроводниковых пластин было предложено осуществлять лазером извне, через закритические отверстия связи, для чего винт перестройки частоты следовало убрать – рис. 4(a, b).

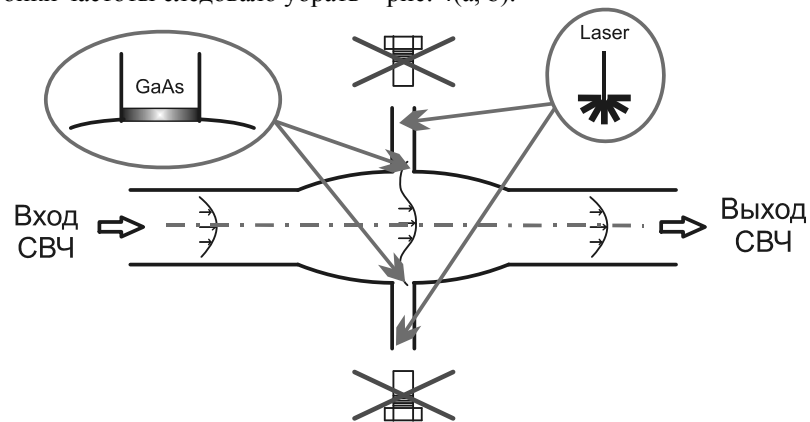


Рис. 4а. Отличия управляемого режекторного фильтра от обычного

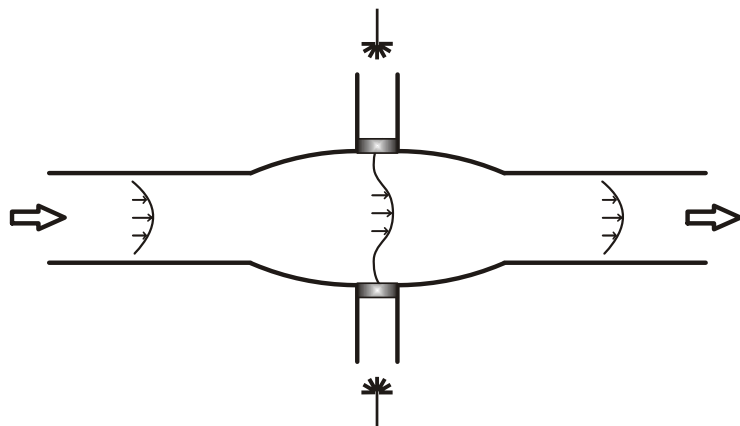


Рис. 4б. Управляемый режекторный фильтр

5

В роли полупроводника был выбран арсенид галлия из-за наносекундного времени релаксации фотопроводимости [2]. От винта перестройки частоты вначале отказались совсем, чтобы сохранить симметрию задачи. Поэтому, для проведения численного моделирования, достаточно рассчитывать только верхнюю половину задачи – рис. 4а, штрих-пунктирная линия.

Полученный переключатель оказался неэффективным – глубина резонанса мала, нет эффективной связи исходной волны  $TE_{10}$  с собственной модой резонатора ни при какой частоте. Отклик резонатора на лазерный импульс незначителен при любых параметрах лазерного импульса. Вдобавок, даже мелкий резонанс пропадает с учетом омических потерь.

Поэтому, целью настоящей работы является доработка, «оживление» переключателя и изготовление действующих макетов переключателей на нужные для потенциальных потребителей (когерентная спектроскопия) диапазоны частот 70 и 260 ГГц.

### ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ 70 ГГц

Представленная на рис. 4б конструкция, помимо слабой работоспособности даже в теории, имеет ряд недостатков, препятствующих осуществлению эксперимента:

- невозможно изготовить и установить два одинаковых полупроводника для обеспечения симметрии задачи,
- управляющий сигнал лазера необходимо делить на два пучка и оба раза их юстировать на пластинках,
- без винтов перестройки по частоте нет вообще, таким образом невозможно сделать переключатель для наперед заданного точного значения резонансной частоты, так как погрешности изготовления неизбежны.

Поэтому в 2006-2007 гг. была предложена упрощенная конструкция рис.5, для которой требовались всего один пучок управляющего лазера, одна полупроводниковая пластина, и в свободное отверстие был установлен винт.

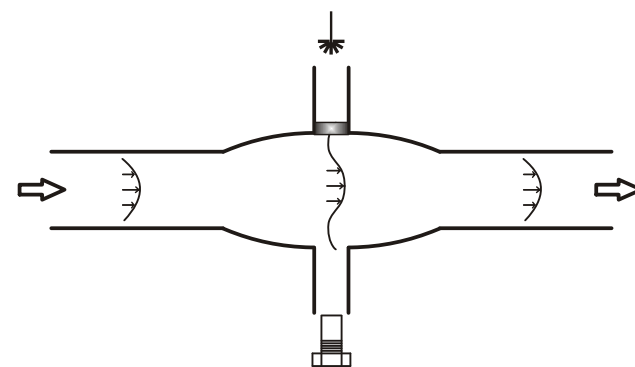


Рис. 5. Вариант конструкции переключателя

6

В результате, горизонтальная плоскость симметрии в задаче пропадает, приводя к необходимости просчитывать пространство задачи целиком, а не половину, как раньше. Вдобавок, переключатель снова оказывается малоэффективным – глубина резонанса мала при учете омических потерь даже на уровне меди, отклик на лазер или *глубина переключения* незначительны. Как показано далее, без горизонтальной симметрии можно обойтись, что привело к дальнейшему упрощению конструкции переключателя, рис. 6а. Двустороннее уширение волновода не является необходимым для создания резонатора, для запирания поля высшей моды достаточно и одностороннего уширения.

Основным недостатком конструкции рис. 5, приводящим к малой эффективности переключателя, является слабый отклик на управляющий лазерный импульс. Причиной этого является сама полупроводниковая пластина. Полупроводники, такие как кремний или арсенид галлия, являются оптически плотными материалами и имеют высокие значения диэлектрической проницаемости – более 10, существенно ослабляя электрическое поле внутри себя. Границы раздела таких материалов с воздухом, а их на рис. 5 целых две, в общем случае хорошо отражают электромагнитное поле. Характерная толщина слоя фотопроводимости – 1 мкм [2], при этом толщина пластины, имеющая разумную прочность, составляет не менее 100 мкм. Таким образом, в конструкции рис. 5 поле резонатора практически изолировано от слоя фотопроводимости, индуцированного лазером. Даже при полной ионизации тонкого слоя воздействие его на поле резонатора ничтожно мало. Поэтому было предложено светить лазером на пластину через противоположный закритический канал, «насквозь через резонатор». Винт перестройки было предложено поменять местами с лазером и расположить его над полупроводниковой пластиной, что привело в 2008 г. к созданию конструкции рис. 6б [5].

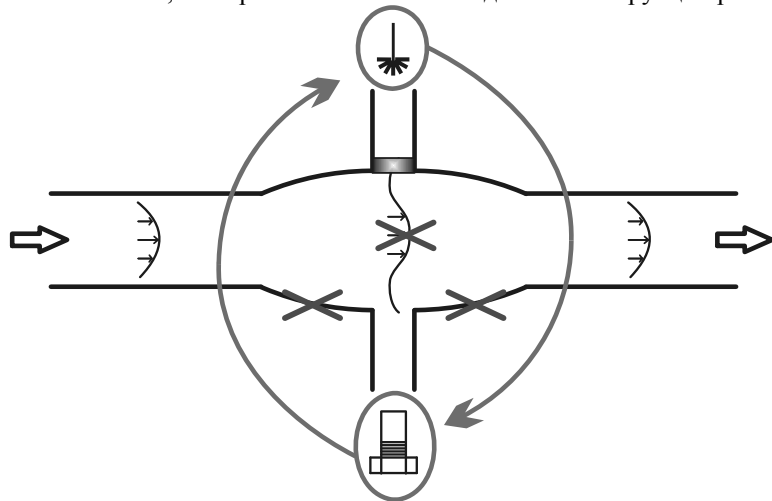


Рис. 6а. Изменение и упрощение конструкции

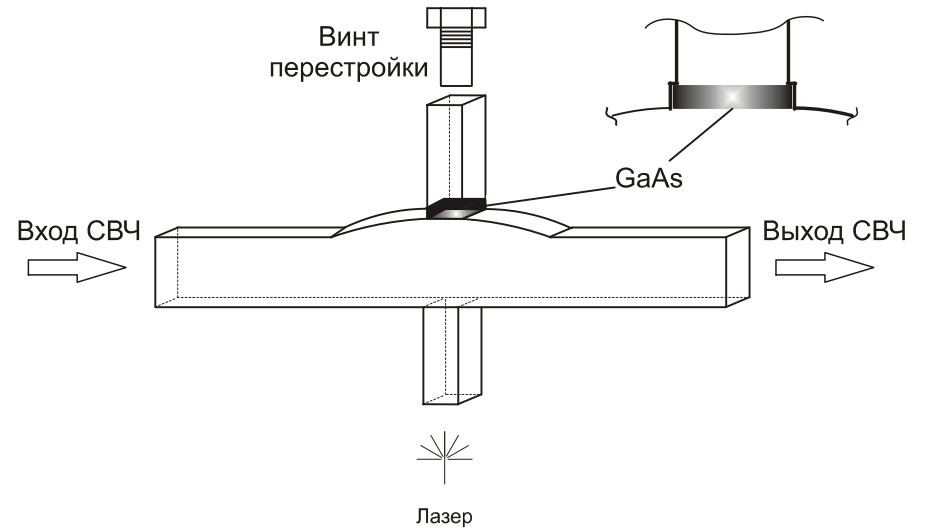


Рис. 6б. Работоспособная конструкция переключателя

Ранее высказанное предположение о несущественности влияния пластинки на основные характеристики резонатора было в целом опровергнуто. Да, резонатор при добавлении тонкой полупроводниковой пластины остается резонатором. Однако все количественные параметры существенно изменяются – частота, добротность, количество резонансов и диапазон перестройки частоты винтом. Аналитические оценки геометрии и численные расчеты АЧХ режекторного фильтра (рис. 2) не годятся для переключателя. Основная причина в том, что любая, даже бесконечно тонкая пластинка полупроводника имеет две границы раздела «среда-воздух», которые хорошо отражают электромагнитное поле. Кроме того, даже в тонкой пластинке арсенида галлия с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 12.96$  на частоте 70 ГГц уместается поле, сравнимое с вакуумной длиной волны, что еще сильнее меняет частоту по сравнению с фильтром. Диапазон перестройки переключателя по частоте механическим винтом оказывается примерно 10%, что в 10 раз шире, чем у фильтра.

Конструкция переключателя на рис. 6б является работоспособной, как минимум в диапазоне 70 ГГц. На входе и выходе используется стандартный прямоугольный волновод 3.6 x 1.8 мм. Полупроводниковая пластина из арсенида галлия установлена вблизи отверстия закритического канала резонатора. Излучение лазера, через нижний закритический для СВЧ излучения канал, падает на нижнюю по схеме грань пластинки, проходя сквозь резонатор. Оптимальная толщина пластины составляет 150...200 мкм [4], в эксперименте использована пластина толщиной 174 мкм [4, 5].

## РАСЧЕТ МЕТОДОМ FDTD

При расчете и оптимизации геометрии переключателя используются модификации известного метода численного интегрирования уравнений Максвелла FDTD [6-8]. Волноводные переключатели, исследуемые в настоящей работе, используют низшие моды прямоугольных волноводов с нулевым индексом по одной из поперечных координат. Поэтому, по координатам задача является двумерной. В системе уравнений Максвелла (1a, 1b) учитывается электрический ток  $\vec{j}$  (1c), выраженный через суммарную подвижность обобщенных носителей заряда  $\mu$  в полупроводниковой пластине и их концентрацию  $N$ :

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (1a)$$

$$\text{rot} \vec{H} = \frac{\varepsilon}{c} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \frac{4\pi}{c} \vec{j}, \quad (1b)$$

$$\vec{j} = eN(t, \vec{r})\mu \vec{E}. \quad (1c)$$

Для упрощения численной модели носители заряда в полупроводнике обезличены. Для расчета их концентрации используется нестационарное уравнение, описывающее эффекты диффузии, релаксации и возбуждения фотопроводимости внешним лазерным излучением:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\Delta N + g(\vec{r}, t) - G_1(N - N_p). \quad (2)$$

Здесь  $D$  - коэффициент амбиполярной диффузии в полупроводнике [2], коэффициент релаксации первого порядка (играющей основную роль)  $G_1$  вычисляется в предварительном эксперименте по релаксации люминесценции образца полупроводника,  $N_p$  - равновесное значение концентрации носителей в используемом полупроводнике при комнатной температуре [2]. На границе полупроводника выполняются условия отсутствия потока  $\nabla N = 0$ . Внутренний фотоэффект, т.е. возрастание во времени концентрации носителей заряда, при поглощении света веществом, с учетом затухания излучения лазера вглубь полупроводника, описывается уравнением (3):

$$g(r_{\perp}, t) = I \exp(-\alpha r_{\perp}) \cdot \theta(t - t_0, \tau) \quad (3)$$

Константа фотоэффекта выражается следующим образом:  $I = \frac{\alpha W_{\text{лмн}} \eta}{S \tau W_{\text{кв}}}$ ,

где обратная глубина проникновения  $\alpha$  соответствует характерной ширине

слоя фотопроводимости в полупроводнике при заданной длине волны лазерного излучения (обычно используются оптические или инфракрасные лазеры),  $W_{\text{лмн}}$  - энергия лазерного импульса,  $W_{\text{кв}}$  - энергия кванта,  $\tau$  - длительность импульса,  $\theta$  - степ-функция,  $r_{\perp}$  - расстояние до поверхности полупроводника. Площадь пучка  $S$  обычно составляет порядка  $1 \text{ мм}^2$ ,  $\eta$  - КПД фотоэффекта, на практике около 50%.

Результатом расчета является динамика электромагнитного поля в переключателе. Решения одномерных нестационарных нелинейных задач приведены в [9, 10]. Типичное решение нелинейной нестационарной задачи, соответствующее двумерному переключателю, приведено на рис. 7(a, b). На рис. 7a представлена диаграмма мгновенного распределения электрического поля в переключателе в состоянии «закрыт», т.е. поле на выходе равно нулю, сигнал через переключатель не проходит. В резонаторе наблюдается стоячая волна, что достигается подбором геометрии переключателя под заданную частоту.

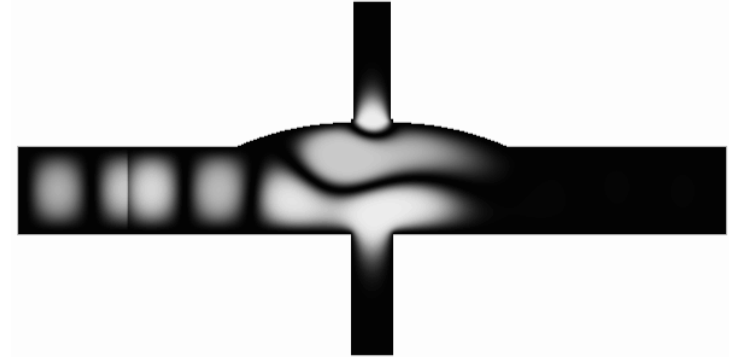


Рис. 7a. Переключатель в резонансе, состояние «закрыт»

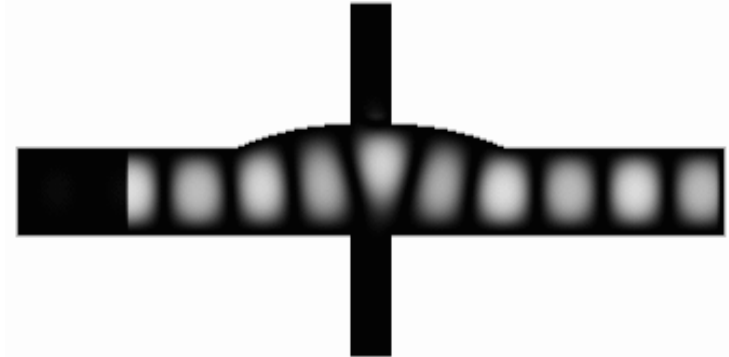


Рис. 7b. Переключатель вне резонанса, состояние «открыт»

Подавая импульс управляющего лазерного излучения (или наоборот, выключая лазер и дожидаясь релаксации фотопроводимости), получаем противоположное состояние переключателя «открыт», рис. 7б. В этом состоянии входной сигнал проходит через переключатель на выход практически без изменений, резонанс разрушен. Здесь глубина резонанса, т.е. ослабление мощности на выходе по отношению к мощности на входе в состоянии «закрыт», составляет порядка 30 дБ при добротности  $Q \sim 300$  с учетом омических потерь. В состоянии резонанса в центре резонатора наблюдаются 3 пучности поля по вертикальной оси резонатора, аналогично режекторному фильтру (рис. 2, [3]). Пластина из арсенида галлия находится на пересечении резонатора и верхнего отрезка закритического волновода, рис. 7а, оптимальная толщина ее составляет 150...200 мкм. Быстродействие переключателя составляет порядка 1 нс, что определяется временем релаксации фотопроводимости в полупроводнике и добротностью резонатора. Решения двумерных нелинейных задач подробно рассмотрены в [4, 11].

Задача оптимизации переключателя сводится к оптимизации его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Основным критерием оптимальной АЧХ  $A(f)$  является наличие глубокого уединенного резонанса в заданной рабочей полосе частот  $\Delta f$ . Метод FDTD, оперируя динамикой компонент электромагнитного поля в поле вещественных чисел, позволяет вычислить АЧХ переключателя за один расчет. Для получения минимальной численной ошибки АЧХ в заданной полосе частот при оптимальном времени счета, на вход переключателя следует подать ограниченный во времени импульс, преимущественно содержащий нужные нам частоты. Начальные условия при времени  $t = 0$  – нулевые. Импульс обычно представляет собой гауссову огибающую с синусоидальным заполнением на центральной частоте  $f_0$  рабочей полосы:

$$E_{input}(\vec{r}_\perp, t) = E_{\perp TE10}(\vec{r}_\perp) \cdot \sin(2\pi f_0 t) \cdot \exp(-4\pi^2 \Delta f^2 (t - t_0)^2). \quad (4)$$

Обычно, обрезка огибающей в начале импульса в момент времени  $t = 0$  осуществляется по уровню  $e^{-2}$ , из этих соображений выбирается время наступления максимума гауссовой огибающей  $t_0$ . Центральную частоту рабочей полосы  $f_0$  желательнее выбрать вблизи центральной частоты метода FDTD [6, 8] для обеспечения минимально возможной ошибки расчета.

АЧХ переключателя в стационарном состоянии определяется как отношение Фурье-образа интеграла мощности сигнала на выходе к мощности сигнала на входе, в зависимости от частоты. Интегрирование ведется по поперечным сечениям на входе и выходе переключателя. За счет одномодового волновода на входе и выходе АЧХ записывается наиболее простым образом:

$$A(f) = \frac{\left| \int_0^{t_{\max}} \int_{S_{\perp output}} [\vec{E}, \vec{H}] d\vec{S}_\perp \cdot \exp(2\pi i f t) dt \right|^2}{\left| \int_0^{t_{\max}} \int_{S_{\perp input}} [\vec{E}, \vec{H}] d\vec{S}_\perp \cdot \exp(2\pi i f t) dt \right|^2}. \quad (5)$$

Согласно закону сохранения энергии на любой частоте в переключателе с омическими потерями:

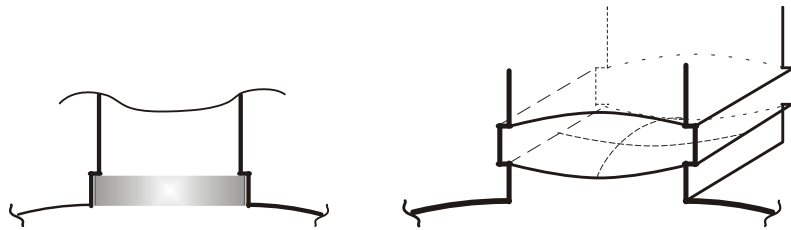
$$A(f) < 1, \quad (6)$$

это неравенство служит также необходимым условием адекватности расчета. Время окончания расчета обычно выбирается экспериментально, т.к. в резонансной конструкции затухание решения зависит от свойств исследуемого резонатора. Простейшими критериями правильного выбора времени окончания расчета является отсутствие мелкой квазисинусоидальной модуляции АЧХ вблизи резонансов (т.н. артефактов расчета), и соблюдение условия (6). Для достижения разумного времени расчета следует вводить в систему омические потери – например, конечную проводимость стенок.

## ТЕХНОЛОГИЯ КРЕПЛЕНИЯ ТОНКИХ ПЛАСТИН ПОЛУПРОВОДНИКА В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

При проведении расчетов предполагалось, что полупроводниковая пластина располагается в нижней части верхнего закритического волновода, прямо над резонатором. Однако закрепить пластину поперек гладкого волновода оказалось технически сложно. Использование клея нежелательно из-за возможных паразитных поглощений СВЧ поля его органическими молекулами. Вдобавок, пластина полупроводника оказалась очень тонкой и хрупкой, что осложняет ее крепление за тонкий торец. Поэтому между резонатором и верхним закритическим волноводом было решено сделать фаску и приклеить полупроводниковую пластину к ней. Первоначально заказанная (и пересчитанная с учетом фаски) конструкция рис. 6б с фаской для крепления пластины рис. 8а, была выполнена неточно. Из-за неточности позиционирования эрозионного станка, вместо фаски был получен пропилен внутри закритического волновода рис. 8б, располагающийся близко к резонатору. Форма пропила существенно отличается от заказанного параллелепипеда – из-за особенностей технологии эрозии пропилен имеет форму седла. Последовавший за этим перерасчет показал, что это приводит лишь к небольшому ухудшению глубины резонанса при почти неизменной центральной частоте. Зато отпадает не-

обходимость использования клея – пластинку достаточно установить в распорку, подогнав ее по толщине вручную.



(а) Заказано  
Рис. 8. Крепление полупроводниковой пластины к гладкому волноводу

### ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА 70 ГГц

Внешний вид переключателя на 70 ГГц показан на рис. 9.

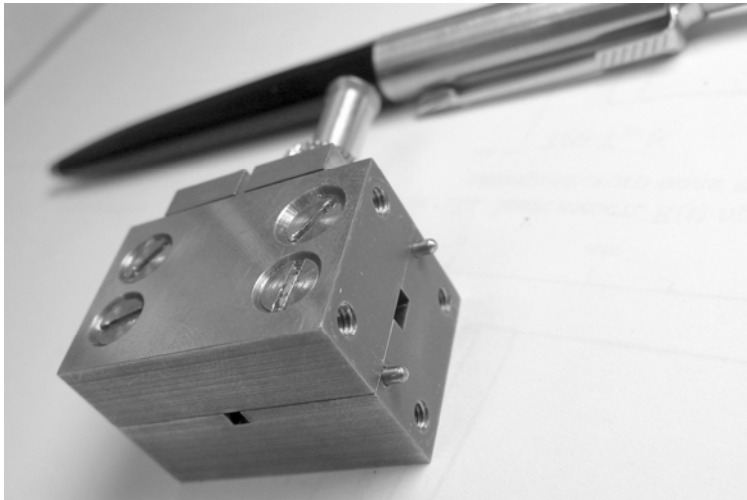


Рис. 9. Переключатель на 70 ГГц

Переключатель собран из двух медных деталей, с разрезом вдоль одной из широких стенок волновода. Одна деталь представляет собой гладкую крышку, на второй выполнены все каналы переключателя. Несмотря на то, что с точки зрения омических потерь такая конструкция не является оптимальной, она относительно проста в изготовлении и стоит примерно в 2.5 раза дешевле оптимального аналога с традиционным разрезом пополам, посередине основного волноводного канала параллельно узкой стенке волновода. Как показали дальнейшие эксперименты, в диапазоне 70 ГГц (и следователь-

но, для меньших частот), дешевая конструкция с неоптимальным разрезом вполне работоспособна – рис. 10(a,b), тогда как в диапазоне 260 ГГц (и следовательно, выше) подобное удешевление неприемлемо – основной резонанс настолько мелкий, что его становится трудно различить на общем фоне значительных омических потерь.

Предварительный эксперимент с переключателем производится без лазера, проверяются наличие резонанса в требуемой полосе частот, его глубина и добротность, диапазон перестройки частоты. Для переключателя 70 ГГц подобные эксперименты проводились в 2010 г. на частотно-панорамном индикаторе КСВН и ослабления Я2Р-67 (производство СССР) – рис. 10а [4, 5], и в 2012 г. на векторном частотно-панорамном комплексе MVNA (производство Франции) – рис. 10б.

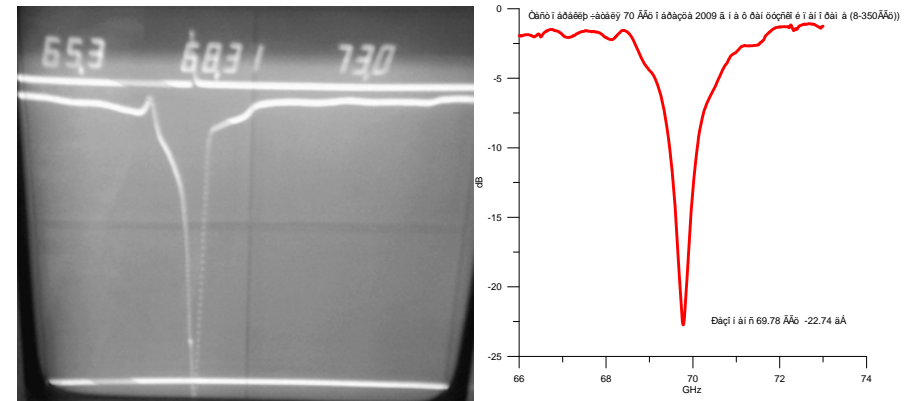


Рис. 10. Резонансная кривая переключателя на диапазон 70 ГГц  
(а) Панорама Я2Р-67 (СССР)  
(б) Панорама MVNA (Франция)

Обе резонансные кривые качественно совпадают, различие центральных частот обусловлено регулировкой винта перестройки. Повторный эксперимент на более точной панораме MVNA позволил количественно определить глубину резонанса, она составила -22.74 дБ по сравнению с расчетной около -30 дБ, что оправдывает данную конструкцию переключателя в выбранном диапазоне частот.

Основной эксперимент выполнен в 2010 г. [4, 5] с использованием лазерного каскадного комплекса SpectraPhysics (производство США), выдающего импульсы длительностью 100 фс, частотой повторения 75.4 МГц, характерной энергией в каждом импульсе 10 нДж и длиной волны (заполнением огибающей) 780 нм. На выходе переключателя были получены импульсы-отклики на управляющее лазерное излучение со следующими параметрами: фронт около 1 нс, спад 2 нс, период повторения 13.6 нс (соответствует

75.4 МГц) и заполнением 70.3 ГГц. При подаче на вход переключателя когерентного излучения все волновые пакеты на выходе когерентны между собой, т.е. фазы высокочастотного заполнения во всех пакетах одинаковы. Последнее утверждение на данный момент было проверено только в численном эксперименте. Таким образом, фазовых искажений в коммутируемое излучение переключатель не вносит. Это особенно полезно для когерентной неразрушающей спектроскопии, где важно облучение образцов минимальной мощностью излучения с возможностью обзора в целом отрезке частот, тогда как использование когерентного излучения напрямую позволяет видеть изображение только на одной частоте. Переключатель на диапазон частот 70 ГГц заработал относительно легко, однако потребителя на этот диапазон пока не найдено.

### РАЗРАБОТКА ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ НА 260 ГГц

Выбор диапазона 260 ГГц обусловлен появлением возможного потребителя из Германии, в сферу деятельности которого входит исследование динамической ядерной поляризации посредством методом когерентной спектроскопии. В качестве исходного волновода для переключателя был выбран стандарт IEA WR3 с размерами 0.864 x 0.432 мм, обычно используемый для передачи одномодового излучения в полосе частот 220...330 ГГц. Как вариант, с целью увеличения мощности коммутируемого сигнала, также рассмотрен стандарт WR4 с размерами 1.092 x 0.546 мм, обычно используемый для полосы частот 170...260 ГГц. Потребителя интересует диапазон мощностей от 0.01 до 40 Вт. Расчет переключателя снова выполнен методом FDTD, однако процедура оптимизации геометрии была автоматизирована, в отличие от ручной оптимизации для переключателя диапазона 70 ГГц. Основной трудностью оптимизации резонансной структуры переключателя является ее плохая обусловленность, т.е. отсутствие или неоднозначность сходимости при использовании итеративных процедур синтеза, подобных [12, 13]. С другой стороны, современный уровень развития вычислительной техники и относительная простота электродинамической системы переключателя позволяют выполнять расчеты методом FDTD быстро. Фактически требуется только получение наилучшей АЧХ (глубокий уединенный резонанс) в отсутствие лазера. Поэтому было решено выполнить оптимизацию геометрии переключателя автоматическим простым перебором основных геометрических параметров, т.е. методом «грубой силы» («brute force»).

Для этой задачи расчетная процедура метода FDTD была максимально упрощена – отброшены все нелинейные процессы: фотоэффект, релаксация фотопроводимости и диффузия носителей заряда в полупроводнике. Были сохранены постоянная диэлектрическая проницаемость и потери в полупроводнике, конечная проводимость медных стенок и граничные условия UPML [7, 8]. Использована двумерная декартова сетка координат.

Расчет и анализ АЧХ проводился в диапазоне 230...290 ГГц. Для быстрой оценки АЧХ был написан простейший функционал  $S[A(f)]$ , выставляющий численную оценку наперед заданной АЧХ  $A(f)$ . Функционал положительно определен:

$$S[A(f)] \geq 0, \forall A(f). \quad (7)$$

Нормировка функционала задана таким образом, что в единицу он обращается на кривой  $A(f)$ , состоящей из единственного резонанса на частоте 260 ГГц глубиной -40 дБ. Функционал обращается в ноль при наличии бесконечного количества резонансов в заданной полосе частот. Большее значение функционала соответствует лучшей АЧХ, т.е. лучшему набору геометрических параметров.

Опытным путем было установлено конечное время расчета 10 нс, соответствующее примерно 2500 периодам центральной частоты 260 ГГц. За это время кривая АЧХ  $A(f)$ , вычисляемая по формуле (5), выходит на стационар, исчезают мелкие нефизичные осцилляции.

Оптимизированная расчетная процедура метода FDTD с функционалом оценки АЧХ и процедурой выбора оптимального решения работает со средней скоростью около 1 решения в минуту на каждое процессорное ядро современного персонального компьютера. Таким образом, за 1 месяц непрерывных расчетов процедура может обработать примерно 260 000 решений. В качестве шага изменения параметров была выбрана типичная инструментальная погрешность производственной базы ИПФ РАН на 2012 г., 20 мкм.

### СИНТЕЗ РЕЗОНАТОРА МЕТОДОМ FDTD

Первоначальная конструкция переключателя, подлежащая оптимизации, приведена на рис. 11. Подобно режекторному фильтру рис. 2, она представляет собой резонатор на адиабатическом уширении прямоугольного волновода, заключенный между двумя отрезками регулярного волновода. Геометрия симметричного резонатора переключателя задается двумя дугами окружностей (3 независимых параметра) и пятью параметрами закритических каналов и толщины пластинки полупроводника, всего 8 параметров. За 1 месяц и 260 000 расчетов каждый параметр может принять в среднем 5 различных значений, что и было выполнено в предварительном расчете. Оказалось, что центральная частота резонансной кривой почти полностью определяется толщиной полупроводниковой пластинки. Влияние толщины пластинки на частоту соответствует правилу: уменьшение толщины на 1 мкм вызывает увеличение частоты примерно на 1 ГГц. При этом остальные параметры резонанса изменяются незначительно. Таким образом, большинство резонанс-



ных кривых удается сдвинуть по частоте на требуемые 260 ГГц практически без изменений.

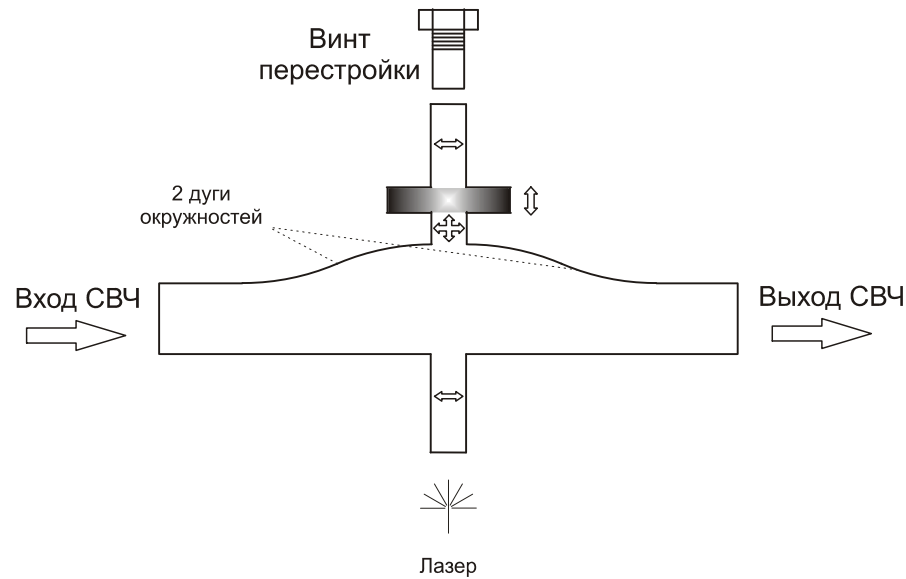


Рис. 11. Начальная конструкция переключателя на 260 ГГц, подлежащая оптимизации

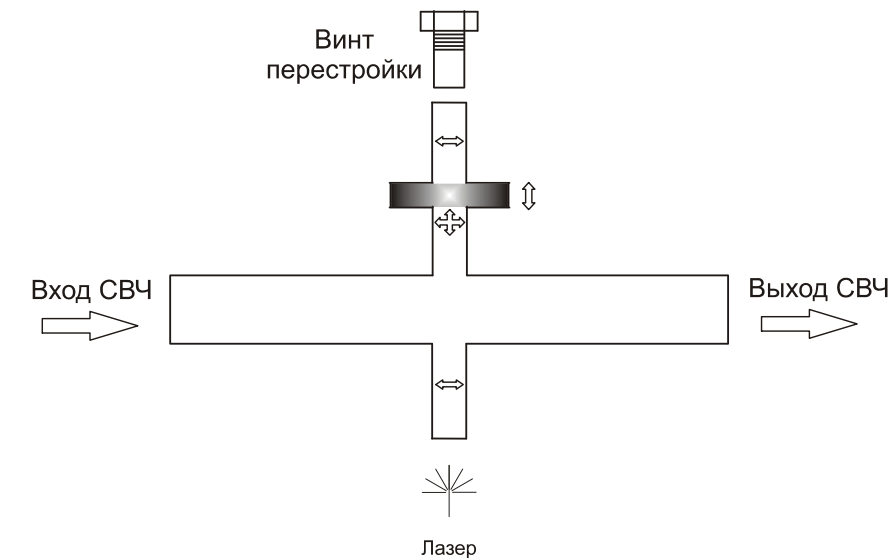


Рис. 12. Предварительно оптимизированная конструкция переключателя на 260 ГГц

Предварительный расчет показал, что оптимальная форма адиабатического уширения резонатора в переключателе – нулевая, т.е. в оптимальном переключателе уширение отсутствует. Данное утверждение не является строго доказанным, это – результат конечного перебора параметров из некоторой разумной области значений. Таким образом, оптимизированная геометрия переключателя, рис. 12, избавилась от существенного технического признака полосового режекторного фильтра – наличия резонатора на уширении регулярного прямоугольного волновода. Для формирования резонатора в переключателе оказалось достаточным наличие самой пластины полупроводника, расположенной поперек закритического канала на некотором расстоянии от исходного регулярного волновода.

В конструкции переключателя осталось всего 5 параметров для оптимизации. Процедура окончательной оптимизации выглядит следующим образом. По входному набору параметров методом FDTD вычисляется АЧХ (5). В ней выбирается самый глубокий резонанс и делается попытка сдвинуть его на отметку 260 ГГц путем вариации толщины пластины. Полученная АЧХ оценивается с помощью функционала  $S$ . Значение функционала и соответствующий ему набор параметров записываются и в дальнейшем сортируются. Наборы параметров с «наилучшими» АЧХ предлагаются в качестве окончательной оптимизации. Примеры «хороших» АЧХ, со значениями функционала близкими к 1, приведены на рис. 13а. Примеры «плохих» АЧХ, со значениями функционала близкими к 0, приведены на рис. 13б. В число «хороших» АЧХ попадают кривые, имеющие только один глубокий резонанс, других резонансов немного и они расположены далеко от основного. В число «плохих» АЧХ попадают кривые, имеющие либо несколько глубоких резонансов, либо большое количество резонансов.

По наилучшему набору параметров для конструкции с исходным волноводом WR3 была создана конструкторская документация и изготовлены действующие макеты переключателя. Толщина пластины из арсенида галлия в оптимальной конфигурации составила 210 мкм. Также была выполнена попытка оптимизации конструкции с волноводом WR4, не увенчавшаяся успехом. Полученные в численном эксперименте АЧХ на WR4 были существенно хуже случая WR3, что косвенно объясняется непригодностью волновода WR4 к использованию вблизи верхней частотной границы одномодовой добротной передачи волн – 260 ГГц.

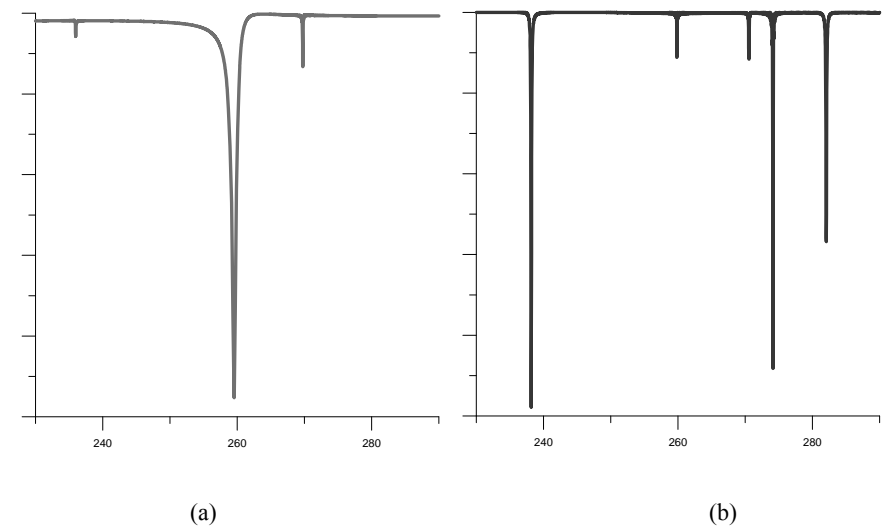
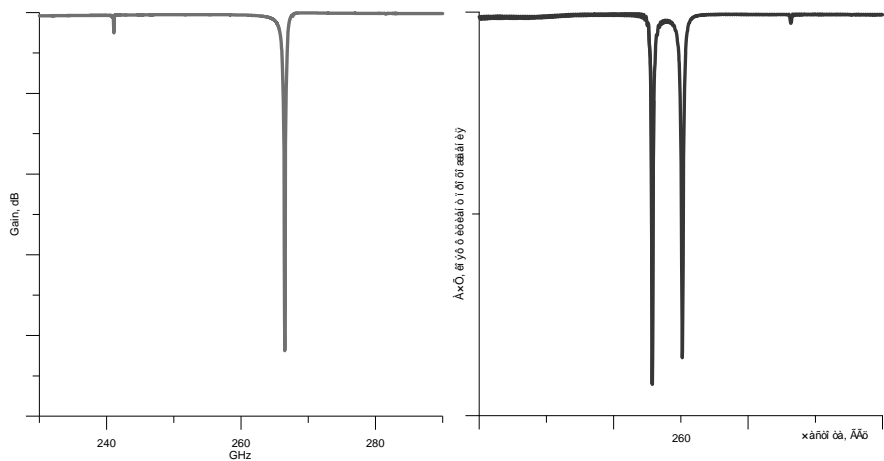


Рис. 13. Примеры «хороших» и «плохих» АЧХ

### РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ НА 260 ГГц

С целью повышения достоверности численных экспериментов, перед изготовлением действующих макетов переключателя, расчеты проводились несколькими численными методами и разными людьми. На рис. 14 приведена структура электромагнитного поля в переключателе на 260 ГГц, рассчитанная методом конечных элементов FEM. Рис. 14а отображает основной глубокий резонанс, рис. 14б – побочный мелкий резонанс на более высокой частоте.

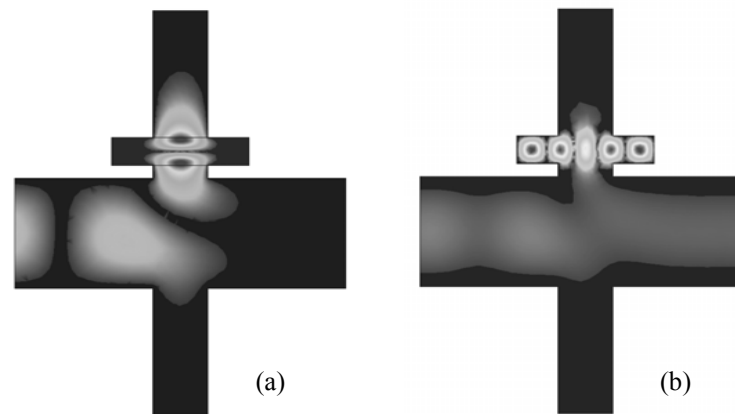


Рис. 14. Структура поля основного и побочного резонансов, метод FEM

Основной резонанс имеет 3 пучности поля по вертикальной координате, аналогично режекторному фильтру. Однако две из них находятся в полупроводнике, избавляя нас от необходимости создавать адиабатическое уширение волновода. Соответствующая структура поля основного резонанса, полученная методом FDTD, приведена на рис. 15.

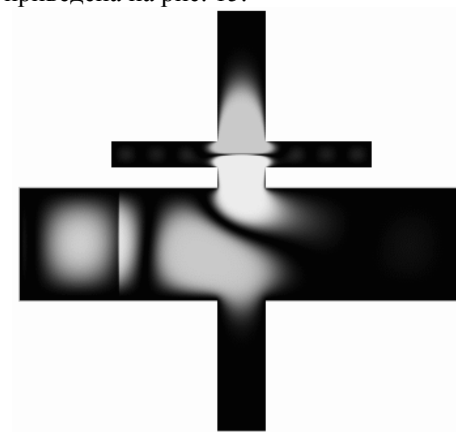


Рис. 15. Структура поля основного резонанса, метод FDTD

Структуры поля основного резонанса, полученные обоими методами, визуально совпадают. Резонансные кривые основного резонанса, полученные обоими методами, представлены на рис. 16.

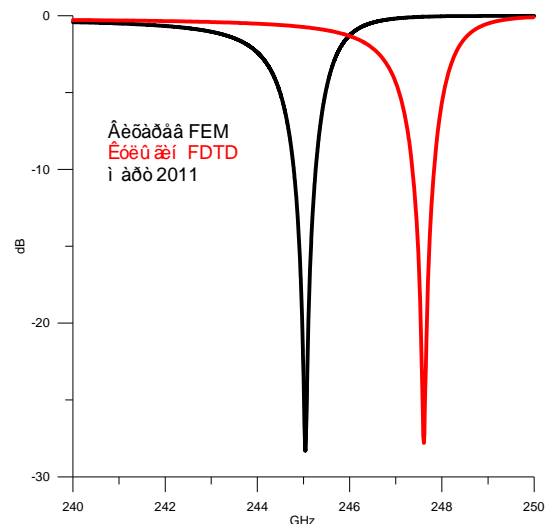


Рис. 16. Резонансные кривые, полученные методами FEM и FDTD

Глубины резонансов и их добротности, полученные обоими методами, совпадают с точностью порядка 0.1%. Более существенная разница порядка 1% заметна в центральной частоте резонанса, что вызвано различием численных методов.

### ЭКСПЕРИМЕНТЫ С ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕМ НА 260 ГГц

Действующие макеты переключателя на 260 ГГц были изготовлены по аналогии со стандартными волноводными компонентами WR3 производства США с целью обеспечения механической совместимости с ними. На рис. 17 показан внешний вид переключателя на 260 ГГц в сравнении со стандартным волноводным переходом WR3.

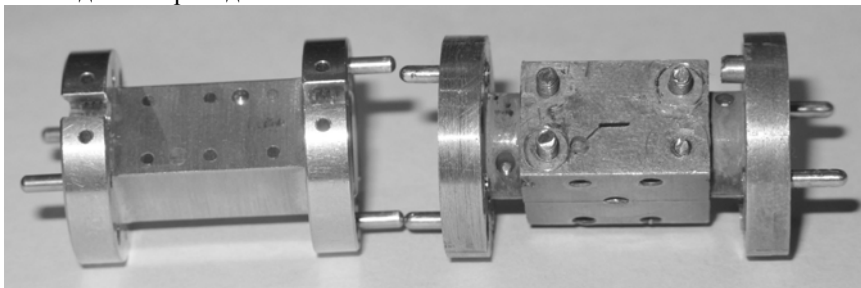


Рис. 17а. Волновод WR3 США слева и переключатель ИПФ справа

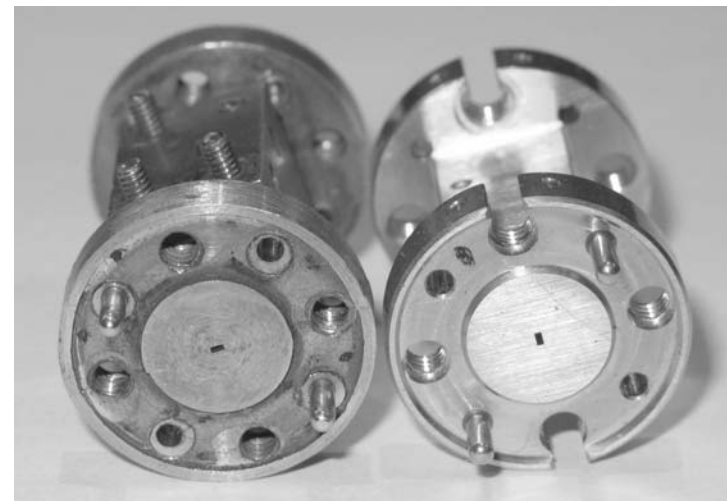


Рис. 17b. Переключатель на 260 ГГц и волновод WR3

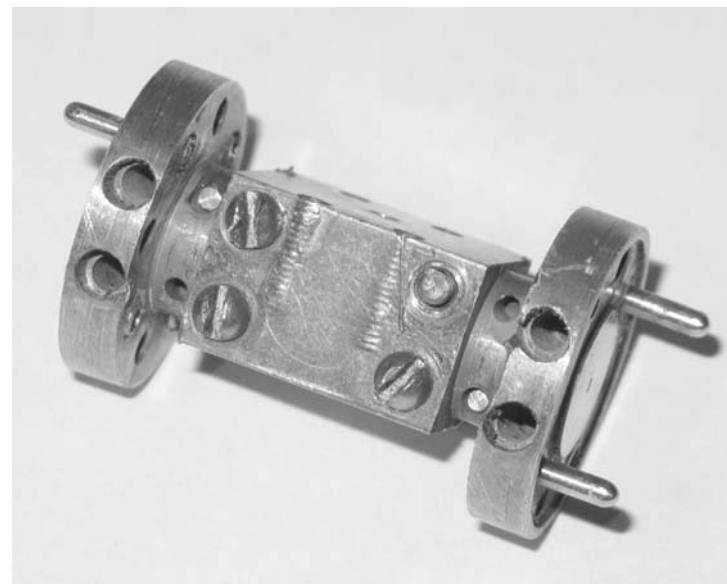


Рис. 17с. Переключатель на 260 ГГц

Основное внешнее отличие переключателя от волновода – наличие отверстий для полупроводниковой пластины и винта перестройки частоты в центре боковой поверхности. Переключатель выполнен из меди.

Амплитудно-частотная характеристика переключателя на 260 ГГц без лазера с различными нормировками, измеренная на частотно-панорамном комплексе MVNA (производство Франция), представлена на рис. 18.

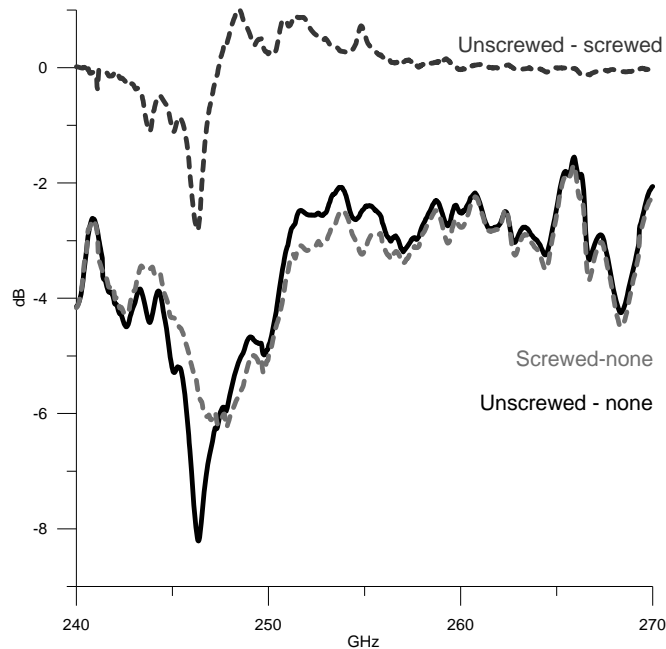


Рис. 18. АЧХ переключателя на 260 ГГц – результат эксперимента

Сплошной линией показана АЧХ переключателя без винта перестройки частоты, т.е. с максимальной длиной верхнего закритического канала (см. рис. 12). Пересекающая ее пунктирная линия, с практически полным наложением вне области резонанса, представляет собой АЧХ с максимально вкрученным винтом перестройки частоты, т.е. с медной стенкой вместо верхнего закритического канала на небольшом (около 100 мкм) расстоянии от верхней поверхности пластины. Верхняя пунктирная линия представляет собой АЧХ без винта, нормированную на АЧХ с винтом, т.е. результат деления первой на вторую. Все кривые даны в логарифмическом масштабе. Задача поиска и измерения резонанса осложняется значительным ослаблением проходящего сигнала – коэффициент прохождения через переключатель вне области резонанса составляет -3...-4 дБ. Для сравнения, регулярный волновод производства США имеет коэффициент прохождения -1 дБ. Глубина самого резонанса составляет около -8 дБ, тогда как в численных расчетах она равна примерно -30 дБ. Однако центральная частота резонансной кривой составляет 246.4 ГГц и попадает как раз посередине между двух АЧХ, рассчитанных разными численными методами (см. рис. 16).

Основной причиной деградации резонанса в эксперименте является упрощенная технология (разрез волновода вдоль его широкой стенки) и невысокая точность изготовления первого действующего макета. Например, сечение исходного прямоугольного волновода фактически представляет собой трапецию с разницей оснований 130 мкм при номинале 864 мкм, и это заметно невооруженным глазом – рис. 17b. Механический ресурс изготовленного из меди переключателя оказался невысоким – около 50 циклов установки-снятия в линию. После этого фланцы торцевых поверхностей потеряли свою плоскостность настолько, что не совмещались между собой идеально при стягивании винтами, и потери мощности вне резонанса ухудшились до -14 дБ. Методом FEM данное нарушение контакта поверхностей было смоделировано, значению фона -14 дБ соответствует нарушение совмещения с амплитудой 200 мкм, что и наблюдалось потом фактически при анализе изношенного первого действующего макета переключателя на 260 ГГц. Была предпринята попытка ремонта и восстановления контактных поверхностей, после чего фон улучшился до -8 дБ, что соответствует нарушению совмещения с амплитудой 100 мкм. Для сравнения, уровню фона -3...-4 дБ, наблюдаемому в первых экспериментах с только что изготовленным переключателем, соответствует нарушение совмещения с амплитудой 40 мкм. Таким образом, от дальнейших попыток ремонта пришлось отказаться.

Для испытаний переключателя на диапазон 260 ГГц использовались два источника. Первый находится в составе частотно-панорамного комплекса MVNA, имеет мощность 500 мкВт и покрывает диапазон частот до 300 ГГц. Второй представляет собой самостоятельное устройство на базе ЛОВ мощностью 20 мВт, работающее в области частот 177...260 ГГц. Для работы с переключателем было испытано около 20 различных СВЧ-детекторов. Наилучший из них имеет чувствительность 1 В/Вт, что соответствует уровню наилучших мировых образцов. Таким образом, напряжение сигнала наилучшего детектора, подключенного напрямую к источнику, составляет 20 мВ. После прохождения переключателя вне области резонанса это напряжение падает до 11 мВ, в области резонанса – до 7 мВ. Если в данной ситуации испытать переключатель с лазером, то будет необходимо зарегистрировать импульс амплитудой 4 мВ длительностью ~1 нс, что при имеющемся уровне техники практически невозможно. Нужны: более мощный источник, более прочный металл и более точное изготовление.

Если в случае переключателя на 70 ГГц подобрать источник достаточной мощности и чувствительный детектор к нему было достаточно легко, чтобы увидеть эффект переключения в наносекундном масштабе, то на 260 ГГц это сделать намного сложнее. Поэтому конструкторская документация и технология изготовления были переработаны. В 2013 г. изготовлен новый действующий макет, с большей точностью изготовления и разрезом пары деталей посередине широкой стенки волновода. Материал нового переключателя – бронза. Толщина пластинки была увеличена для приближения резонансной

частоты к отметке 260 ГГц. Для упрощения изготовления оба закритических канала прямоугольного сечения были заменены на круглые. Оптимальное сечение круглого закритического волновода было подобрано методом FEM. На рис. 19 представлена АЧХ переключателя с круглыми закритическими каналами. По сравнению с прямоугольными каналами, рис. 16, глубина в логарифмическом масштабе ухудшилась примерно вдвое. Это и есть результат упрощения процесса изготовления. Однако, расчетная глубина -15 дБ намного лучше экспериментально полученных -8 дБ на фоне потерь в -3...-4 дБ.

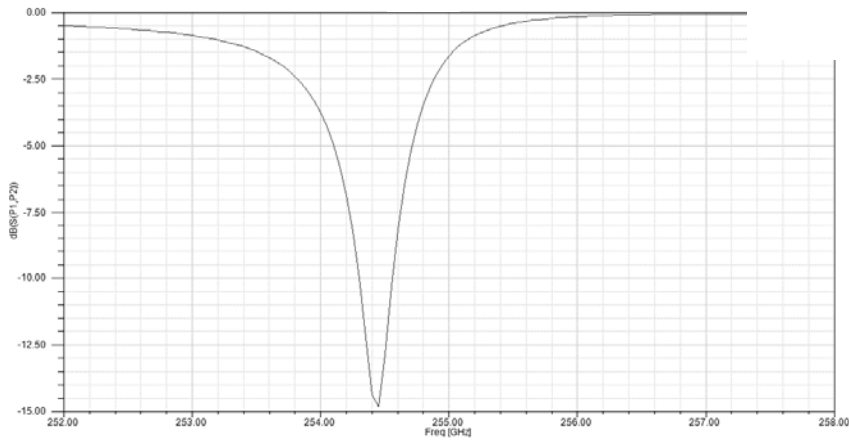


Рис. 19. Расчетная АЧХ переключателя с круглыми закритическими каналами

Экспериментальная АЧХ нового действующего макета переключателя с круглыми закритическими каналами приведена на рис. 20.

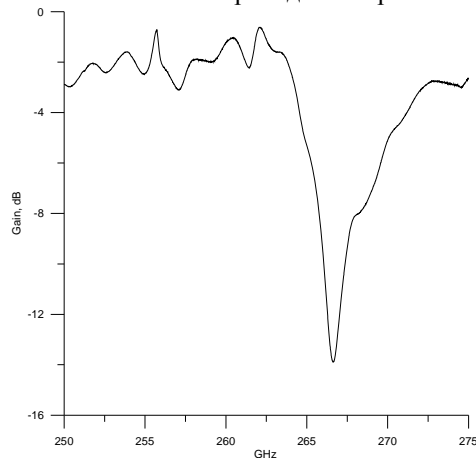


Рис. 20. Экспериментальная АЧХ переключателя с круглыми каналами

Глубина резонанса в экспериментальной АЧХ составляет -14 дБ, что практически совпадает с расчетом. Разница центральных резонансных частот обусловлена разностью толщин пластинок (220 мкм в расчете и 210 мкм в эксперименте). Вне резонанса коэффициент прохождения также улучшился по сравнению с первым экспериментом и составляет около -1 дБ.

Экспериментальное значение центральной резонансной частоты: 266.68 ГГц. Эта частота недоступна для 20 мВт источника СВЧ, чтобы начать эксперимент с наносекундным лазером. Однако для демонстрации эффекта переключения был проведен более простой эксперимент с дешевым полупроводниковым лазером, выдающим непрерывное излучение с длиной волны 532 нм и мощностью примерно 200 мВт. Габариты такого лазера невелики, и его можно навести на пластинку руками. Был использован источник СВЧ от панорамы MVNA в ручном режиме без качания частоты, с визуальной регистрацией сигнала детектора панорамы на осциллографе. Лазером из рук светили в нижнее по схеме рис. 7 отверстие закритического канала, стараясь попасть в пластинку. В ответ на экране осциллографа регистрировались относительно медленные (порядка 100 мс) и относительно небольшие (около 10%) изменения амплитуды усиленного сигнала детектора, рис. 21.

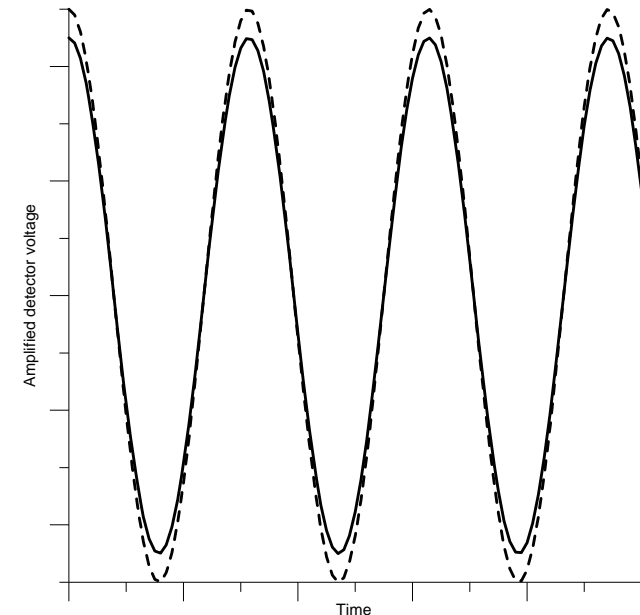


Рис. 21. Изменение сигнала детектора – отклик на излучение лазера

Сплошной линией показан сигнал детектора на центральной резонансной частоте 266.68 ГГц в отсутствие лазера, пунктиром – сигнал детектора в момент попадания излучения лазера на пластинку. Несмотря на упрощенность

эксперимента и невозможность регистрации быстрых процессов, продемонстрирован базовый эффект переключения коммутируемого СВЧ излучения с частотой 266.68 ГГц за счет расстройки резонатора лазером. Ожидается проведение эксперимента с наносекундным лазером.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе разработаны, изготовлены и исследованы наносекундные полупроводниковые переключатели СВЧ излучения диапазонов 70 и 260 ГГц, управляемые лазерными импульсами. Адекватность используемой численной модели на основе модифицированного метода FDTD подтверждена расчетами методом FEM и серией проведенных экспериментов. Метод FDTD позволяет выполнить синтез резонатора при современном уровне вычислительной техники, избегая характерных шумов непрерывной оптимизации [13] за счет дискретного перебора параметров. Резонатор переключателя не нуждается в уширении волновода, которое необходимо для полосового режекторного фильтра [3]. Продемонстрированы широкие возможности по перестройке рабочей частоты СВЧ модулятора – не менее 10%. Переключатель на диапазон 70 ГГц изготовлен и испытан относительно легко, однако потребитель на этот диапазон до сих пор не найден. Научная проблема переключателя на диапазон 260 ГГц решена, для проведения полномасштабного эксперимента осталось решить только инженерные проблемы. Продемонстрирован процесс переключения СВЧ излучения на частоте 266.68 ГГц, управляемый дешевым полупроводниковым лазером 532 нм 200 мВт.

## ЛИТЕРАТУРА

1. *Кац Л. И., Сафонов А. А.* Взаимодействие электромагнитных колебаний сверх высоких частот с плазмой носителей заряда в полупроводнике: Саратов, изд-во Сарат. ун-та, 1979. В 2-х ч.
2. *Madelung O.* Semiconductors, Data Handbook: Springer, 2003. 2486 p.
3. *Denisov G. G., Chirkov A. V., Belousov V. I., Bogdashov A. A., Kalynova G. I., Sobolev D. I., Rodin Yu. V., Tai E. M., Ilin V. I., Kornishin S. Yu., Kulygin M. L., Malygin V. I., Soluyanov E. A., Parshin V. V., Shmelev M. Yu.* Millimeter wave multi-mode transmission line components // Journal of IRMM and THz waves (Springer), 2011, v. 32, No. 3, pp. 343-357.
4. *Кулыгин М. Л., Денисов Г. Г., Родин Ю. В., Вихарев А. А., Шишкин Б. В., Иляков И. Е., Корчагин В. В., Новиков Е. А.* Наносекундный полупроводниковый модулятор СВЧ-излучения диапазона 66-72 ГГц, управляемый лазерными импульсами / Препринт ИПФ РАН № 796, Нижний Новгород, июль 2010.

5. *Кулыгин М. Л., Денисов Г. Г., Родин Ю. В.* Оптически управляемый полупроводниковый модулятор микроволнового излучения с наносекундным быстродействием // Письма в ЖТФ, т. 37, № 8, 2011, стр. 49-55.

6. *A.Taflove.* Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Boston MA: Artech House, 1995.

7. *S. D. Gedney.* An anisotropic perfectly matched layer – absorbing medium for the truncation of FDTD lattices // IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 44, No. 12, Dec 1996, pp. 1630-1639.

8. *М.Л. Кулыгин.* Численное моделирование трехмерных многомодовых электродинамических систем электронных СВЧ-приборов: Дис. ... к.ф.-м.н. / ИПФ РАН. Нижний Новгород, 2006.

9. *Кулыгин М. Л., Денисов Г. Г., Кочаровский Вл. В.* Моделирование динамических эффектов в полупроводниковом переключателе мощного СВЧ-излучения. // Препринт ИПФ РАН № 747, Нижний Новгород, 2007 г.

10. *M. L. Kulygin, G. G. Denisov, Vl. V. Kocharovskiy.* Modeling of dynamic effects in a laser-driven semiconductor switch of high-power microwaves. // Journal of infrared, millimeter and terahertz waves (Springer), Vol. 31, Issue 1 (2010), p. 31

11. *M. Kulygin and G. Denisov.* Nanosecond Laser-Driven Semiconductor Switch for 70 GHz Microwave Radiation. // Journal of IRMM and THz waves (Springer), 2012, v. 33, No. 6, pp. 638-648.

12. *Соболев Д. И.* Синтез высокоэффективных многомодовых волноводных компонентов: Дис. ... к.ф.-м.н. / ИПФ РАН. Нижний Новгород, 2007.

13. *Кузиков С. В., Плоткин М. Е.* Синтез многомодовых волноводных систем на основе метода FDTD // Препринт ИПФ РАН № 731, Нижний Новгород, 2007 г.