

УДК 621.384.6

ПРИМЕНЕНИЕ КОМБИНАЦИЙ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ МОД В ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ МОЩНЫХ СВЧ ПРИБОРОВ

С. В. Кузиков

Институт прикладной физики РАН, г. Нижний Новгород, Россия

На основе анализа свойств осесимметричных магнитных волн волновода круглого поперечного сечения рассмотрены варианты применения комбинаций таких волн в линиях передач микроволнового излучения, пассивных и активных компрессорах импульсов, линиях задержки, электронных гиросприборах и других СВЧ компонентах.

ВВЕДЕНИЕ

Особые свойства осесимметричных волн магнитного типа в волноводе круглого поперечного сечения многие десятилетия успешно эксплуатируются в многочисленных СВЧ устройствах. Уже в 60-е годы прошлого века при разработке проектов многокилометровых линий передачи для систем дальней связи предполагалось использовать моду TE_{01} , обладающую наименьшими омическими потерями по сравнению с другими модами гладкого сверхразмерного волновода [1, 2]. Для приборов мощной СВЧ электроники, радиолокации, ускорителей частиц, систем нагрева плазмы в установках управляемого термоядерного синтеза оказалось также привлекательным то, что осесимметричные магнитные волны не имеют нормальных к стенкам волновода компонент полей. Это делает их уникальными с точки зрения увеличения пропускной способности, которая во многих случаях ограничена пристеночным СВЧ пробоем. Помимо перечисленных свойств, в последние годы нашли применения и другие, менее тривиальные, свойства осесимметричных волн. Среди них круговая структура электрического поля, малая чувствительность к стыкам волноводов и поперечным щелям, высокая степень эквидистантности спектра волновых чисел, возможность эффективной взаимной трансформации мод, различающихся радиальными индексами, существование внутри волновода поверхностей с нулевым электрическим полем. Эти и другие свойства осесимметричных волн рассматриваются в данной статье на примере конкретных СВЧ устройств, главным образом разработанных и созданных в разное время в ИПФ РАН.

1. ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ПОВОРОТЫ, ДЕЛИТЕЛИ И СУММАТОРЫ МОЩНОСТИ

Развитие СВЧ техники, использующей осесимметричные магнитные волны, было бы невозможно без создания таких высокоэффективных компонентов, как преобразователи и повороты. Среди многочисленных вариантов преобразователей основной моды прямоугольного волновода в моду TE_{01} волновода круглого поперечного сечения особое место занимает предложенный в 1956 году преобразователь Марье, в котором преобразование осуществляется путём адиабатического изменения профиля исходного поперечного сечения. Благодаря тому, что переход от сечения к сечению осуществляется так, что каждое сечение остаётся одномодовым, этот преобразователь имеет очень широкую частотную полосу ($\Delta\omega/\omega > 10\%$). Недостатком преобразователя Марье является лишь то, что профиль поперечного сечения содержит острые углы, которые могут приводить к пробоем при высокой мощности СВЧ излучения.

Для преодоления указанного недостатка были созданы варианты преобразователей, обладающие сглаженным профилем внутренней поверхности и малыми поверхностными полями [3, 4]. В работе [4] рассмотрен преобразователь, в первой секции которого производится адиабатическое преобразование моды TE_{10} прямоугольного волновода в моду TE_{11} круглого волновода, а в следующей секции, представляющей собой периодически изогнутый волновод, мода TE_{11} трансформируется в моду TE_{01} . Форма поверхности преобразователя в цилиндрических координатах (r, z, φ) может быть записана в виде

$$r(z, \varphi) = r_0 + l \sin(2\pi z/D) \cos \varphi, \tag{1}$$

где r_0 — средний радиус преобразователя, l — амплитуда деформации, D — период биений волн TE_{11} и TE_{01} в невозмущённом волноводе с радиусом r_0 . На рис. 1 показана структура полей в таком преобразователе, предназначенном для работы на частоте 30 ГГц.

Длина преобразователя L связана с амплитудой деформации l условием полного преобразования $L \times l = \text{const}$. Однако сокращать длину, увеличивая амплитуду, удаётся лишь до определённого предела из-за рассеяния в паразитные волны. Среди паразитных волн наиболее опасной является мода TE_{21} , постоянная распространения которой находится между постоянными распространения мод TE_{11} и TE_{01} : $h_{TE_{01}} < h_{TE_{21}} < h_{TE_{11}}$. Рассеяние излучения в эту паразитную моду не позволяет сделать длину преобразователя меньше некоторого предела. В частности, в [4] длина преобразователя была ограничена четырьмя периодами биений рабочих мод ($L \sim 12\lambda$, где λ — длина волны в свободном пространстве), что позволяло ограничить омические и дифракционные потери, уровнем 1 % по мощности. По причине рассеяния в паразитные моды рассмотренный тип преобразователя малоэффективен при большом диаметре волновода ($kr_0 > 5,5$, где k — вакуумное волновое число), когда возможно распространение высших мод, таких, как TE_{12} и TE_{22} .

При больших сечениях волновода более эффективным становится квазиоптический метод преобразования, при котором мода TE_{01} излучается из раскрыва исходного волновода в виде волнового пучка в свободное пространство, а затем с помощью нескольких зеркал преобразуется в гауссов пучок (рис. 2) [5]. Первое зеркало, выполненное в виде гофрированной поверхности, согласует поляризационную структуру волн, превращая кольцевую структуру поля в линейную за счёт разницы фаз отражения TE - и TM -волн от гофрированного зеркала. Последующие зеркала

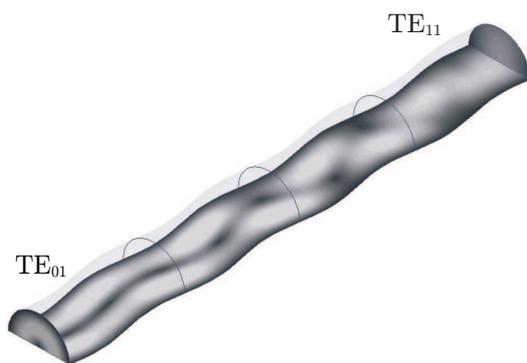


Рис. 1. Преобразователь TE_{11} – TE_{01} (верхняя половина) и распределение модуля электрического поля в продольном сечении. Более светлые области соответствуют большей амплитуде поля

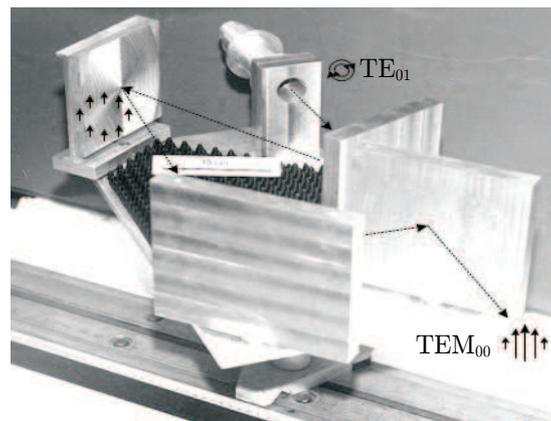


Рис. 2. Квазиоптический преобразователь моды TE_{01} в гауссов пучок

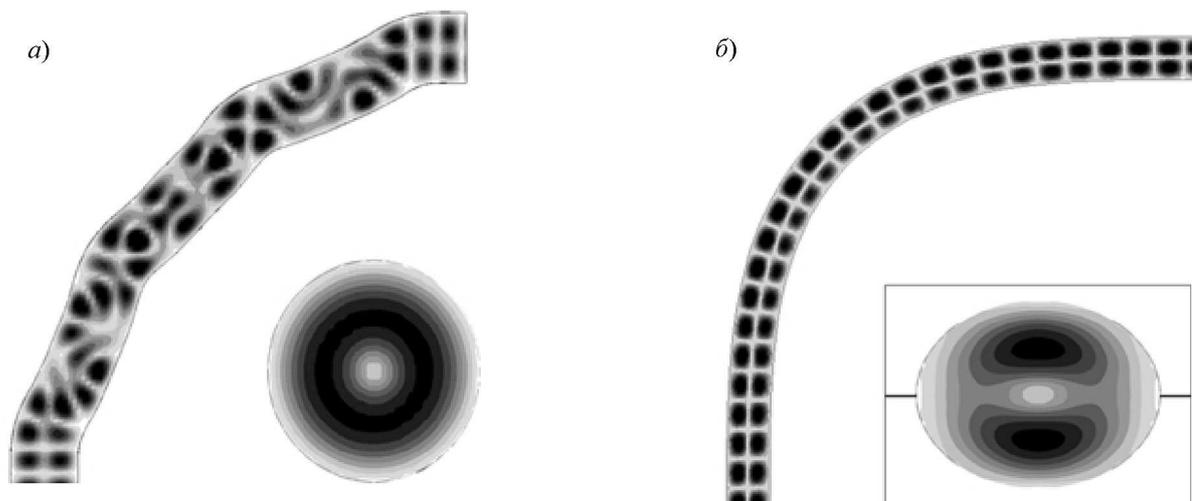


Рис. 3. Мгновенное распределение электрического поля в продольном и поперечном сечениях волноводного поворота: (а) поворот с круглым поперечным сечением и переменной кривизной, (б) поворот с эллиптическим поперечным сечением. Более светлые области соответствуют меньшей амплитуде поля

с помощью фазовой коррекции превращают поперечное распределение поля с нулём амплитуды в центре, описываемое функцией Бесселя первого порядка и соответствующее моде TE_{01} , в гауссово распределение. В работе [5] описан преобразователь, который при радиусе исходного волновода $kr_0 \approx 20$ имел эффективность 97 %.

Необходимыми компонентами линий передачи на моде TE_{01} являются повороты, которые для волны TE_{01} всегда нетривиальны, поскольку рабочая волна вырождена с волной TM_{11} и на изгибе волновода происходит их нежелательный энергообмен. Для минимизации указанного рассеяния рабочей волны на повороте необходимо снять вырождение мод TE_{01} и TM_{11} , что возможно, как минимум, двумя путями. Первый, неоднократно применявшийся вариант — поворот с использованием перехода с круглого на эллиптическое сечение волновода, в котором вырождение снято [6]. Профиль кривизны поворота при этом может быть оптимизирован с помощью теории чебышевских переходов (рис. 3а) с целью расширения полосы преобразования. Согласно работе [6] такой поворот обеспечивал широкую полосу передачи моды TE_{01} — 10 % с эффективностью не ниже 95 % — и имел эффективность не менее 98 % на центральной частоте 34 ГГц. Менее тривиальный вариант — поворот с неизменным круглым сечением и переменной кривизной изгиба (рис. 3б), профиль которой синтезируется и позволяет снять вырождение мод TE_{01} и TM_{11} . При повороте волновода вырождение снимается в среднем за счёт различия эффективных постоянных распространения мод TE_{01} и TM_{11} , возникающего в результате энергообмена с различным для каждой из них набором паразитных мод [6]. На выходе поворота амплитуды паразитных волн близки к нулю. Экспериментально исследованный поворот такого типа на 90° обладал полосой пропускания 1,3 % по уровню 95 % эффективности передачи, а эффективность на центральной частоте 34 ГГц составляла (98 ± 2) % [6].

Оба рассмотренных варианта волноводных поворотов успешно зарекомендовали себя при умеренных сверхразмерностях ($kr_0 \leq 10$). При бóльших радиусах более эффективны повороты на основе волноводных уголков [7, 8]. Квазиоптический уголок (см. рис. 4) основан на преобразовании моды TE_{01} в параксиальный волновой пучок, который может быть представлен в виде суперпозиции нескольких мод: TE_{01} (приблизительно 80 % полной мощности), TE_{02} (20 %) и TE_{03}

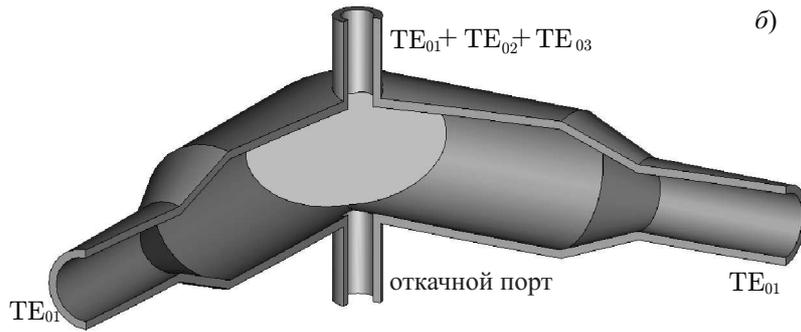
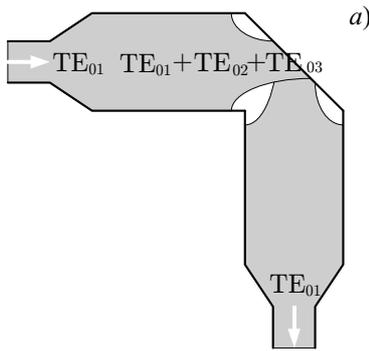


Рис. 4. Схема уголка на моде TE_{01} (а) и его вид в разрезе (б)

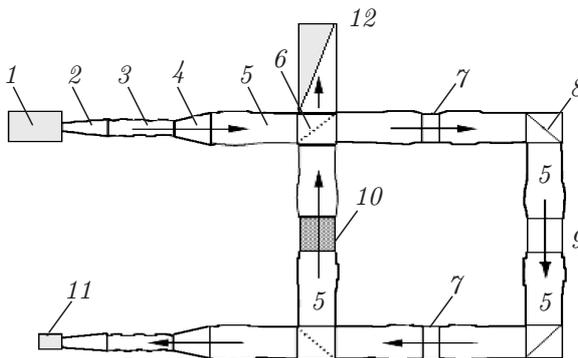


Рис. 5. Схема кольцевого резонатора: 1 — СВЧ источник, 2 — преобразователь $TE_{10}-TE_{11}$, 3 — преобразователь $TE_{11}-TE_{01}$, 4 — конус, 5 — преобразователь $TE_{01}-(TE_{01}+TE_{02})$, 6 — перфорированное зеркало, 7 — сильфоны подстройки частоты, 8 — плоские зеркала, 9 — волноводы, 10 — тестируемый элемент, 11 — детектор, 12 — согласованная нагрузка

(1 %). Пучок имеет перетяжку (плоский фазовый фронт и минимальный поперечный размер) в месте расположения плоского отражающего зеркала, так что дифракционные потери, связанные с рассеянием на сочленениях зеркала и волноводов, оказываются минимальными. В простейшем случае преобразователь может быть выполнен в виде конического расширения, порождающего необходимые примеси мод, и отрезка цилиндрического волновода, на котором набегают требуемая разность фаз мод (рис. 4а). Второй симметричный преобразователь осуществляет обратное преобразование пучка в моду TE_{01} . Такой дизайн уголка может удачно сочетаться с включением в него модового фильтра и откачного порта (рис. 4б).

Повороты на основе уголков неэффективны при малых сечениях волновода ввиду быстрой расходимости создаваемого волнового пучка, а с увеличением поперечного сечения дифракционные потери из-за рассеяния в нежелательные моды падают и при сечениях $kr_0 > 15$ составляют менее 1 %.

При большой сверхразмерности потери в уголках настолько малы, что оказалось возможным использовать их в составе высокочастотных резонаторов. Так, в работе [9] был успешно продемонстрирован высокочастотный кольцевой резонатор, состоявший из четырёх таких уголков (рис. 5). Резонатор с рабочей частотой 34 ГГц и радиусом волноводов 50 мм предназначался для увеличения поля при тестировании компонентов линий передачи на предмет исследования их электропрочности. Запитывался резонатор через перфорированное зеркало, связь выбиралась из условия максимального увеличения поля. Экспериментально было установлено, что добротность резонатора составила $2,1 \cdot 10^4$, коэффициент усиления по мощности достигал 35 раз. Таким образом, полные потери на один уголок, включая омические, составили всего 0,7 %.

На основе того же принципа, связанного с отрывом поля от стенок волновода в комбинации нескольких низших осесимметричных мод, был разработан квазиоптический вакуумный затвор. Установка затвора в линию передачи приводит к образованию широкого (в масштабе длины

волны) разрыва стенки волновода, однако из-за отрыва поля от стенки не происходит сколько-нибудь заметного снижения эффективности передачи [10].

Другой класс элементов, часто необходимых для линий передачи на моде TE_{01} , — сумматоры и делители мощности. Широко распространённый дизайн делителя предполагает наличие двух связанных через периодическую перфорацию волноводов. При большой сверхразмерности в этом случае, однако, возникают трудности ввиду слабой связи рабочих мод при большом числе других паразитных одновременно распространяющихся мод. По этой причине интересно квазиоптическое решение, предложенное в работе [11] и основанное на использовании эффекта Тальбота в сверхразмерном волноводе с импедансной гофрировкой. Суть эффекта состоит в том, что волновой пучок в сверхразмерном волноводе из-за эквидистантности спектра продольных волновых чисел параксиальных мод может делиться на несколько идентичных исходному пучков [12]. Использование импедансной гофрировки в делителе сводит задачу к скалярной, что позволяет делить пучки со сложной поляризацией и амплитудно-фазовым распределением, в том числе квазиоптические пучки с поперечным распределением, соответствующим моде TE_{01} с круговой структурой поля. На рис. 6 представлен делитель пучка на четыре части. Его длина равна $2a^2/\lambda$, где a — ширина гофрированного волновода квадратного поперечного сечения, λ — длина волны в свободном пространстве. С учётом обратимости задачи о делении пучка любой делитель может использоваться и в качестве сумматора, что, однако, налагает определённые требования на взаимную фазировку суммируемых пучков.

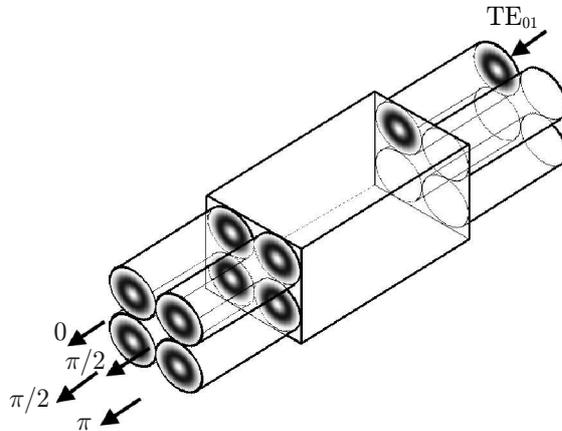


Рис. 6. Делитель мощности на моде TE_{01}

2. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ

Линии передачи СВЧ излучения на моде TE_{01} в настоящее время используются в основном тогда, когда возникает необходимость передавать большую импульсную мощность, а также при передаче низкочастотного излучения, когда волноводы с импедансной гофрировкой на моде HE_{11} становятся громоздкими и дорогими. В частности, линии передачи на моде TE_{01} применяются при тестировании компонентов коллайдера CLIC в CERN [8], в тракте радара миллиметрового диапазона длин волн с высокой разрешающей способностью [13], проектировались для транспортировки излучения к токамаку для возбуждения нижнегибридной плазменной волны [14, 15]. Дизайн линии передачи существенно зависит от диаметра тракта, который, в свою очередь, выбирается по комплексу требований, предъявляемых к передающей линии. Как отмечалось, от диаметра волновода существенно зависит выбор преобразователей, поворотов и других компонентов.

Рассмотрим дизайн линии передачи (см. рис. 7), которая была создана для испытания компонентов коллайдера CLIC на высоком уровне мощности [8]. Вакуумированная линия передачи должна была передавать импульсное излучение с частотой 30 ГГц, мощностью до 100 МВт и длительностью около 1,5 мкс от испытательного стенда STF2, в котором с помощью электронного пучка с энергией частиц порядка 1 ГэВ в замедляющей системе драйв-пучка генерировалось излучение, к стенду STF3 на расстоянии 17 м. Поскольку и ввод, и вывод СВЧ излучения должны были осуществляться с помощью моды TE_{10} стандартного одномодового волновода прямоуголь-

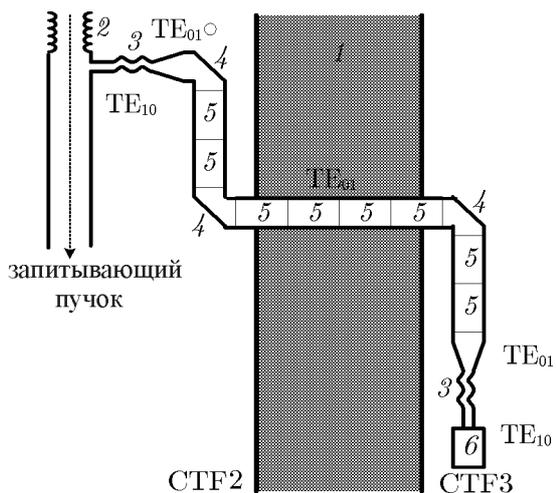


Рис. 7. Схема линии передачи на моде TE_{01} для CERN: 1 — бетонная стена биозащиты, 2 — линия ускоряющего пучка с замедляющей системой, генерирующая излучение на частоте 30 ГГц, 3 — преобразователи $TE_{10}-TE_{01}$, 4 — квазиоптические уголки на моде TE_{01} , 5 — волноводные секции, 6 — тестируемое СВЧ устройство

ного поперечного сечения, на обоих концах линии имелись преобразователи на основе «змейки», описанные в предыдущем разделе. В линию также входили три уголкового поворота с откачными портами и поглотителями для модовой фильтрации излучения. Диаметр линии передачи был выбран равным 50 мм, линия собиралась из волноводных секций с длиной 500 мм каждая. При этом расчётные потери всех видов в линии передачи от входа до выхода составили 12 %, измеренные потери оказались равными 14,5 %. Меньший диаметр линии передачи увеличил бы дифракционные потери в уголках, а больший диаметр повысил бы стоимость всей линии. Линия успешно работала без пробоев при мощности до 80 МВт, которую был способен вырабатывать стенд STF3 (максимальная напряжённость поля в уголках составляла около 15 МВ/м). Линия эксплуатировалась в CERN с 2004 года в течение пяти лет.



Рис. 8. Схема компенсатора изменения длины линии передачи

Впоследствии описываемая линия передачи была дополнена линиями задержки того же диаметра и общей длиной 40 м на моде TE_{01} для компрессии импульсов. Поскольку линии задержки представляли собой длинные прямые волноводные участки, возникли проблемы откачки и компенсации тепловых флуктуаций длины линий задержки. Первая проблема решилась путём применения откачных портов на основе волновода с перфорацией, через которую осуществлялась откачка. Период перфорации выбирался достаточно малым, чтобы исключить рассеяние рабочей моды в нежелательные моды. Вторая проблема была решена с использованием компенсатора длины (см. рис. 8), который включал подвижную секцию, присоединённую к фланцам с помощью сильфонов и позволяющую им свободно сдвигаться или раздвигаться. Длина подвижной секции была рассчитана так, что рождающаяся на одном конце секции мода TE_{02} преобразовывалась на другом конце секции в исходную моду TE_{01} .

3. ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ И СВЧ КОМПРЕССОРЫ

Осесимметричные магнитные моды давно и успешно используются в системах компрессии СВЧ импульсов, что связано с их низкими омическими потерями и высокой электропрочностью [16–21]. Оказались востребованными и другие их полезные свойства. В частности, осесимметричные моды не чувствительны к фланцевым соединениям волноводных секций, а важное для любого компрессора устройство точной подстройки частоты на осесимметричных модах (в виде

скользящего соединения двух труб или трубы и плунжера) оказывается настолько простым, что используется даже в компрессорах и переключателях, работающих на несимметричных модах, путём включения в них соответствующих модовых преобразователей [22].

Применение комбинаций несимметричных мод позволило также модернизировать такие зарекомендовавшие себя системы компрессии, как SLED и SLED-II, в сторону существенно большей компактности. В компрессоре SLED-II в качестве накопителя энергии используются две идентичные линии задержки на основе сверхразмерного волновода на моде TE_{01} , объединённые направленным ответвителем на 3 дБ. Излучение от СВЧ источника поступает на вход ответвителя, делится в нём на два потока с относительным сдвигом фазы $\Delta\varphi = 90^\circ$ и через отверстия связи запитывает обе линии задержки. Отражённые от диафрагмы сигналы взаимно компенсируются во входном и складываются в выходном плечах ответвителя. Когда энергия излучения в резонаторах достигнет определённого уровня, фаза входного сигнала с помощью внешнего фазовращателя меняется на величину $\Delta\varphi = 180^\circ$. При этом волна, выходящая из резонатора, складывается в фазе с волной, отражённой от диафрагмы, что приводит к увеличению мощности выходного излучения до 9 раз. Длительность выходного импульса в случае одномодовой линии задержки равна удвоенному времени пробега волны по линии. В работе [17] было предложено использовать в компрессоре комбинацию мод TE_{01} и TE_{02} (рис. 9). Мода TE_{01} распространяется от диафрагмы связи до конца линии и преобразуется в моду TE_{02} , та распространяется к началу линии и отражается от него как от закритического сужения, снова направляется в начало линии, где преобразуется обратно в моду TE_{01} , которая может излучаться из линии задержки наружу. Таким образом, время задержки равно четырёхкратному времени пробега волны по линии.

Применение большего числа мод способствует достижению большей компактности компрессора. Так, в работе [18] предложен компрессор типа SLED-II на комбинации мод TE_{01} , TE_{02} и TE_{03} (рис. 10а), который использует принцип действия кольцевого накопительного резона-

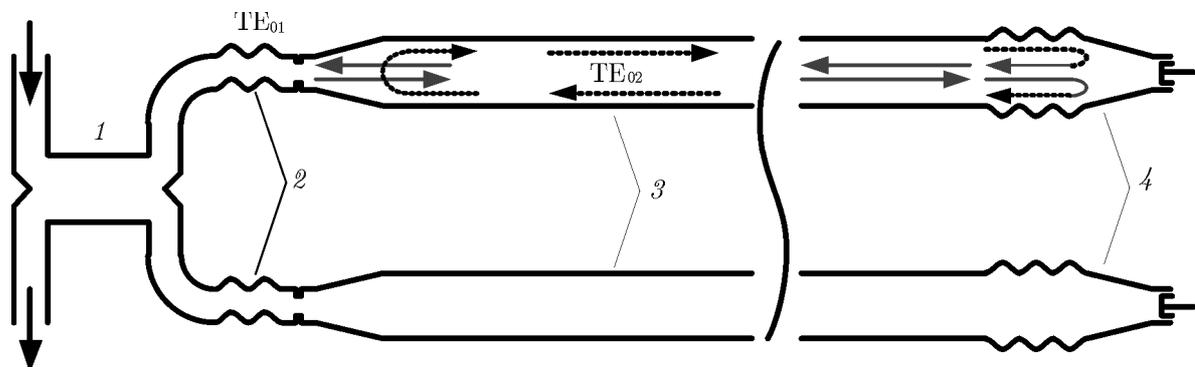


Рис. 9. Пассивный компрессор импульсов с рабочей частотой 11,4 ГГц: 1 — направленный ответвитель на 3 дБ, 2 — преобразователи TE_{10} – TE_{01} , 3 — линии задержки, 4 — преобразователи-рефлекторы TE_{01} – TE_{02}

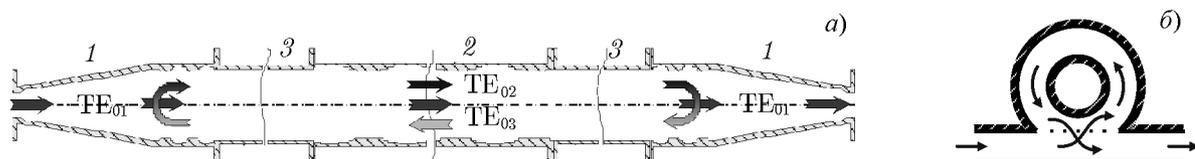


Рис. 10. Кольцевой резонатор (б) и его реализация (а) на основе резонатора, работающего на комбинации мод TE_{01} , TE_{02} и TE_{03} . Здесь 1 — брэгговские рефлекторы, 2 — секция связи, 3 — цилиндрический волновод

тора (рис. 10б). Линия задержки запитывается модой TE_{01} , имеющей связь с рабочей модой резонатора, состоящей из моды TE_{02} , бегущей слева направо, и модой TE_{03} , бегущей справа налево. Взаимная трансформация мод TE_{02} и TE_{03} осуществляется с помощью селективных преобразователей-рефлекторов на концах резонатора. Излучение из резонатора высвечивается только в направлении выхода. Таким образом, прибор компактен, содержит единственную линию задержки и не требует развязки с СВЧ источником, что существенно повышает его электрическую прочность по сравнению с существующим компрессором SLED-II, имеющим две линии задержки и развязку в виде одномодового направленного ответвителя на 3 дБ. Компрессор такого типа, предназначенный для работы на частоте 34 ГГц, был успешно испытан на низком уровне мощности [18].

Наиболее значительно сократить длину компрессора позволяют предложенные в работе [19] линии задержки, работающие на существенно многомодовых расширениях круглых волноводов, имеющих одномодовые входы и выходы на волне TE_{01} . Исходная волна одновременно возбуждает в расширении большое число осесимметричных поперечных мод (рис. 11а). Однако в спектре собственных мод выбирается область частот, свободная от всех высокочастотных колебаний (на рис. 11б эта зона лежит между 34,05 и 34,45 ГГц). При запитывании линии задержки импульсом, ширина полосы которого меньше полосы частот, свободной от резонансов, форма исходного импульса не искажается, а сам импульс получает задержку тем большую, чем больше объём ре-

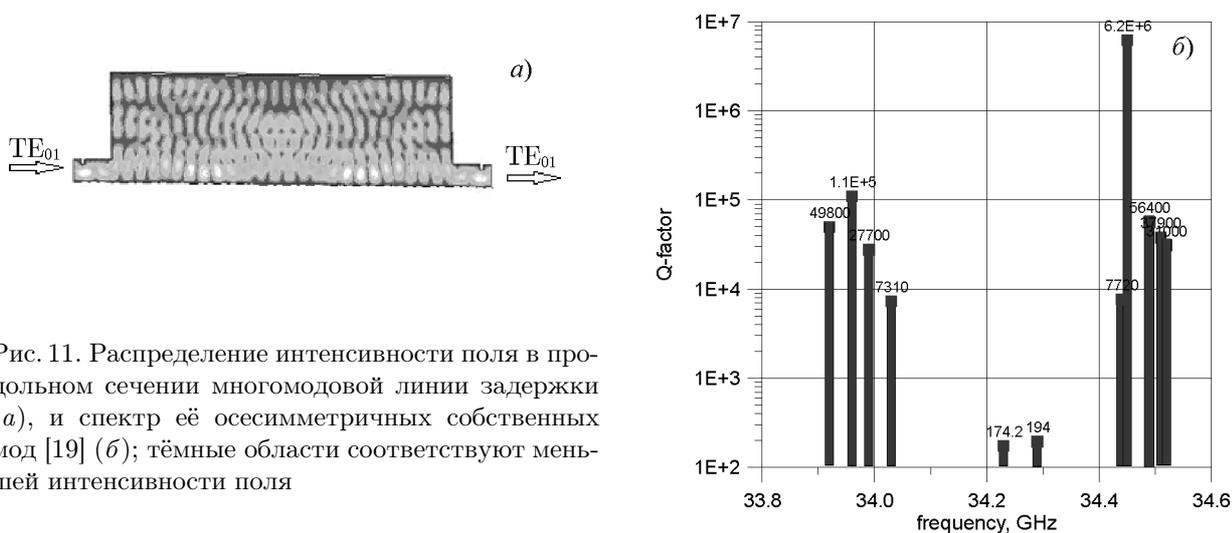


Рис. 11. Распределение интенсивности поля в продольном сечении многомодовой линии задержки (а), и спектр её осесимметричных собственных мод [19] (б); тёмные области соответствуют меньшей интенсивности поля

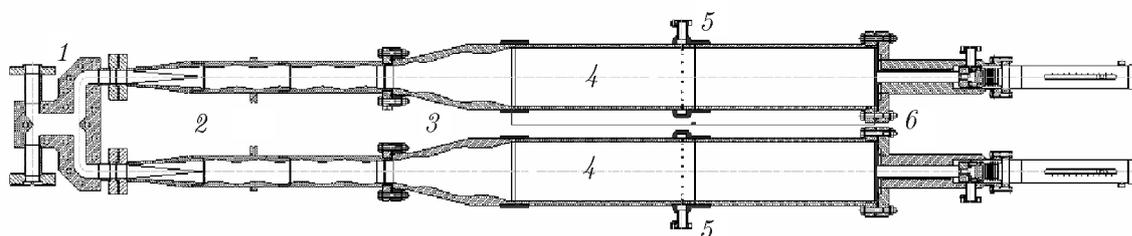


Рис. 12. Схема пассивного компрессора СВЧ импульсов: 1 — ответвитель на 3 дБ, 2 — преобразователь моды TE_{10} прямоугольного волновода в моду TE_{01} круглого волновода, 3 — рупоры с диафрагмами для преобразования моды TE_{01} в смесь мод TE_{01} и TE_{02} с целью обеспечения отрыва поля от стенок волновода, 4 — цилиндрические резонаторы, 5 — откачные порты, 6 — поршни с шаговыми двигателями для подстройки частоты

зонатора. В работе [19] представлены расчёты и результаты «холодного» тестирования линии с эффективным параметром отношения времени задержки к длине самой линии, почти в десять раз превышающим соответствующее значение для свободного пространства.

Небольшое искажение формы импульса в упомянутой линии задержки, однако, возможно за счёт существования в рабочей полосе частот паразитных низкодобротных резонансов. Для приложений, связанных, например, с ускорением частиц с помощью мощного СВЧ излучения, даже незначительные искажения формы и фазы импульса недопустимы. Поэтому для таких приложений в работе [20] был предложен компрессор типа SLED с рабочей частотой 12 ГГц (рис. 12), работающий на суперпозиции мод TE_{01} и TE_{02} , в котором эта комбинация мод была использована для установки фильтрующих элементов и подавления нежелательных резонансов. В каждом из двух резонаторов в местах отрыва поля комбинации рабочих мод были размещены поглотители в виде колец (рис. 13). При этом резонатор с диаметром около 100 мм имел высокую собственную (около $1,7 \times 10^5$) и нагруженную ($2,5 \cdot 10^4$) добротности, что позволяло с высокой эффективностью компрессировать импульсы с длительностью порядка 1,5 мкс в импульсы с длительностью около 250 нс. Компрессор успешно прошёл испытания на низком уровне мощности в CERN [20], готовятся его испытания с использованием клистрона с выходной мощностью порядка 50 МВт.

Суперпозиция мод TE_{01} и TE_{02} была также использована в активном компрессоре импульсов с плазменным коммутатором с рабочей частотой 11,4 ГГц (рис. 14) [21]. Цель использования комбинации мод в этом компрессоре состояла в обеспечении максимальной эффективности вывода накопленной энергии СВЧ поля. Каждый резонатор компрессора с помощью развязки на

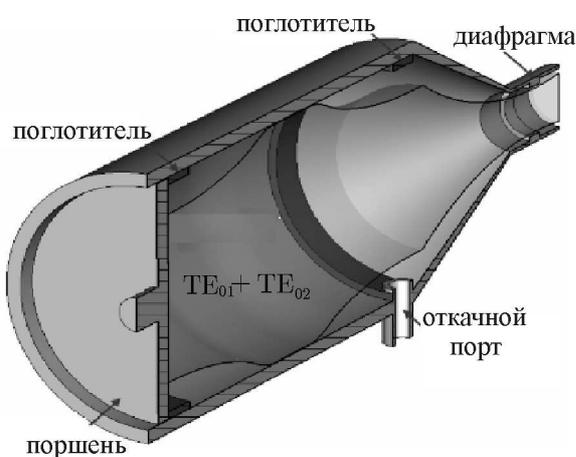


Рис. 13. Селективный резонатор, работающий на суперпозиции мод TE_{01} и TE_{02}

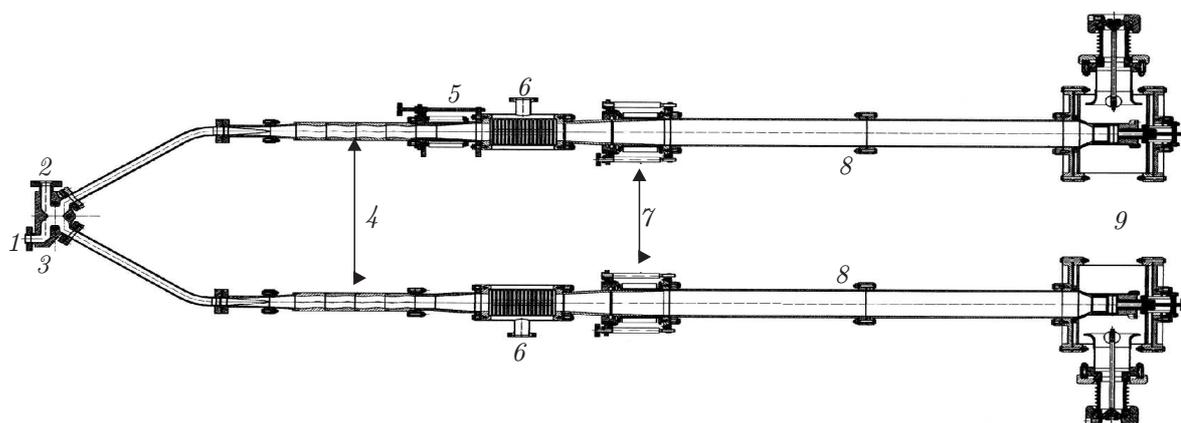


Рис. 14. Активный компрессор импульсов с плазменным переключателем мод TE_{01} – TE_{02} : 1 – входной волновод на моде TE_{10} , 2 – выходной волновод на моде TE_{10} , 3 – ответвитель на 3 дБ, 4 – преобразователи моды TE_{10} прямоугольного волновода в моду TE_{01} волновода круглого поперечного сечения, 5 – устройство регулировки взаимной фазы отражения каналов компрессора, 6 – откачные порты с модовыми фильтрами на основе гофрированного волновода, 7 – устройства точной настройки резонансных частот каналов, 8 – волноводные секции, 9 – плазменные переключатели

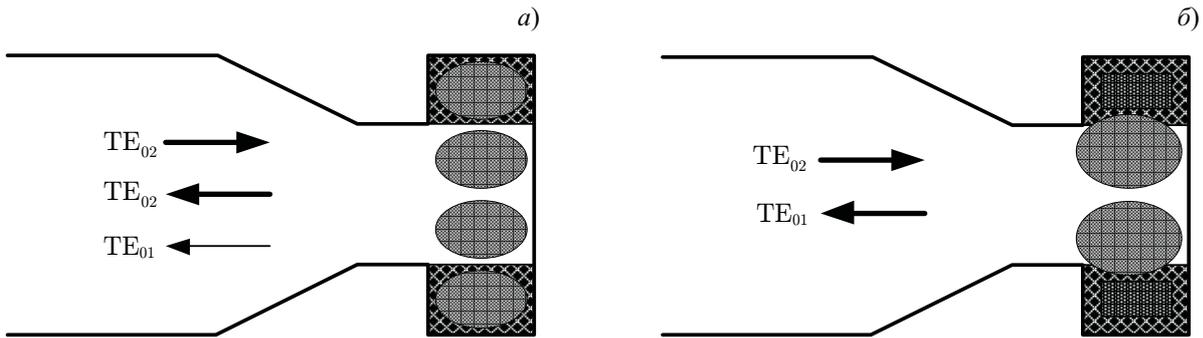


Рис. 15. Схемы работы плазменного коммутатора в режиме накопления энергии в моде TE_{02} (а) и в режиме преобразования моды TE_{02} в моду TE_{01} и вывода энергии на моде TE_{01} (б)

3 дБ и преобразователей типа «змейка» возбуждался модой TE_{01} . За счёт конусного участка в коммутаторе мода TE_{01} оказывалась связанной с модой TE_{02} , в которой происходило накопление энергии СВЧ поля (рис. 15а). В режиме накопления эта необходимая связь находилась на уровне порядка 1 % по мощности. Газоразрядная трубка в режиме накопления должна была находиться в непробитом состоянии. На большой мощности при этом возникает проблема предотвращения самопробоя коммутатора, причём самым уязвимым элементом по отношению к самопробою является газоразрядная кварцевая трубка. Давление газа в трубке намеренно понижается до уровня, безопасного с точки зрения пробоя на заданной частоте. Однако возможным остаётся развитие мультипакторного разряда на внешней поверхности трубки, которая находится в вакууме. Оценка порогового электрического поля мультипакторного разряда составляет около 10 кВ/см, т. е. это поле достаточно мало по сравнению с полями в коммутаторе даже на мегаваттном уровне мощности. Поэтому форма внешнего сечения трубки была выбрана прямоугольной, что позволяло поместить наиболее подверженную пробоею поверхность трубки в нулевое электрическое поле моды $TE_{02,1}$ в резонаторе коммутатора (рис. 15а). В режиме вывода мощности связь этой запертой моды с высвечивающейся из резонатора модой TE_{01} многократно увеличивалась за счёт пробоя газа в трубках, так что на выходе компрессора появлялся усиленный сжатый импульс. Переключение связи осуществлялось при помощи высоковольтного разряда в кварцевых трубках с помощью внешнего источника напряжения, при этом происходило изменение фазы отражения от резонатора коммутатора за счёт вывода его из резонанса (рис. 15б). В режиме вывода внешняя поверхность диэлектрика попадала в ненулевое электрическое поле, но этот факт, по-видимому, не успевал привести к развитию мультипакторного разряда за время вывода энергии из резонатора (около 50 нс). В результате экспериментов, проведённых в NRL (Naval Research Laboratory, США) с данным типом компрессора, было установлено, что коэффициент усиления составил приблизительно 8. При входной мощности 3–4 МВт это позволяло достигать импульсов с мощностью около 25 МВт [21].

4. МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ГИРОТРОНЫ И ГИРОКЛИСТРОНЫ

Задача достижения мегаваттного уровня выходной мощности в гироприборах делает привлекательным использование широкоапертурных электронных пучков и квазиоптических резонаторов на осесимметричных магнитных модах. Если гироприборы на низших осесимметричных модах TE_{01} и TE_{02} реализованы достаточно давно [23–25], то моды с более высокими радиальными индексами находятся в процессе освоения. Главным препятствием на этом пути является проблема подавления возбуждения паразитных мод (селекция мод), решение которой усложняется при

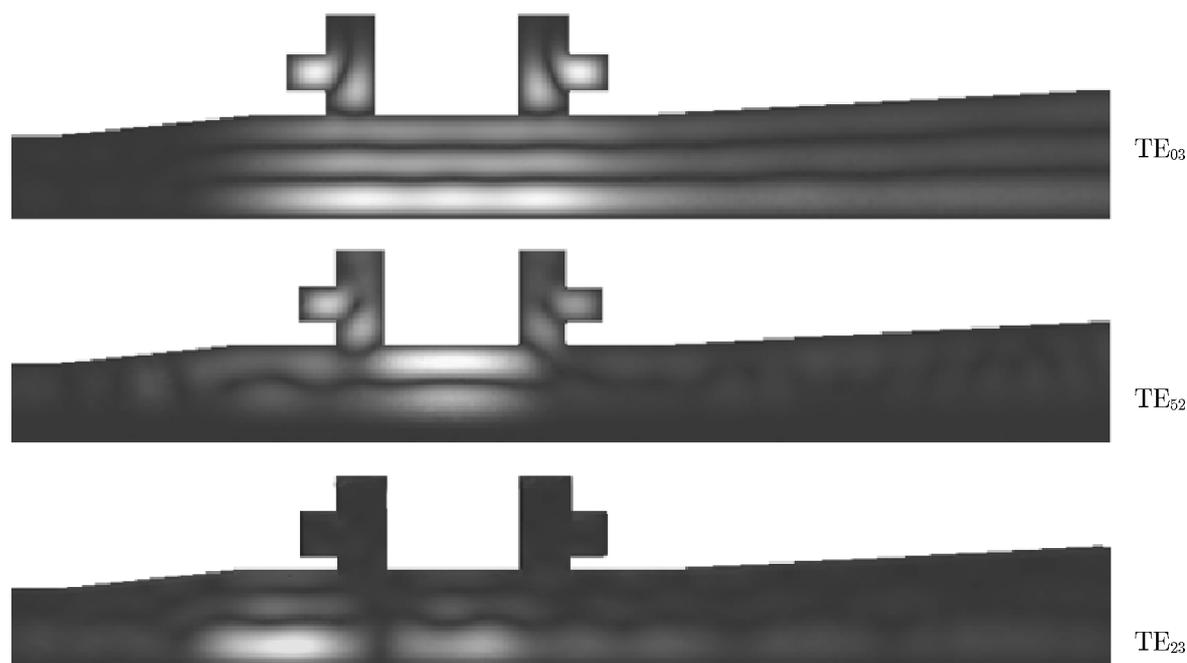


Рис. 16. Распределение полей рабочей моды гиротрона и ближайших к ней по частоте паразитных колебаний; более светлые области соответствуют большей интенсивности поля

использовании релятивистских электронных пучков, когда в полосу циклотронного резонанса может одновременно попадать большое число мод. Поэтому требуется применение эффективных методов селекции, учитывающих специфику высших осесимметричных мод.

Так, в работе [26] был предложен гиротронный резонатор с рабочей модой TE_{03} , в котором селекция осуществляется за счёт прорезанных в боковой поверхности резонатора широких (в масштабе длины волны) радиальных щелей (см. рис. 16). Щели приводят к снижению добротности паразитных мод по двум причинам: во-первых, из-за сильного рассеяния поля на возникших неоднородностях боковой стенки и, во-вторых, из-за высвечивания паразитных волн через эти щели. Добротность рабочей моды сохраняется на уровне, соответствующем невозмущённому резонатору, с помощью резонансных рефлекторов в виде канавок. При этом излучение с азимутальной компонентой электрического поля запирается на рабочей частоте. На рис. 16 видно, что поле рабочей моды не просачивается через рефлекторы, за пределами которых помещается поглотитель. При этом добротность рабочей моды в резонаторе более чем вдвое превышает добротности наиболее опасных паразитных мод TE_{52} и TE_{23} . Экспериментально продемонстрирована работа гиротрона на моде TE_{03} с частотой 30 ГГц.

Ещё острее проблема селекции мод проявляется в гироприборах, работающих на высоких гармониках гирочастоты. В этих устройствах необходимо подавить возможное самовозбуждение паразитных колебаний на частотах вблизи основной гармоники. В таких приборах становится неизбежным применение открытых резонаторов.

Для построения открытых резонаторов может быть использован уже упоминавшийся ранее эффект Тальбота [12, 27], состоящий в повторении поперечной структуры поля парааксиального волнового пучка на некоторых расстояниях от места инжектирования при распространении по сверхразмерному волноводу. Эффективность повторения зависит от степени эквидистантности спектра продольных волновых чисел. При больших значениях радиального индекса n аксиальной моды TE_{0n} , как следует из приближения Дебая, соответствующие корни уравнения $J'_0(\mu_n) = 0$

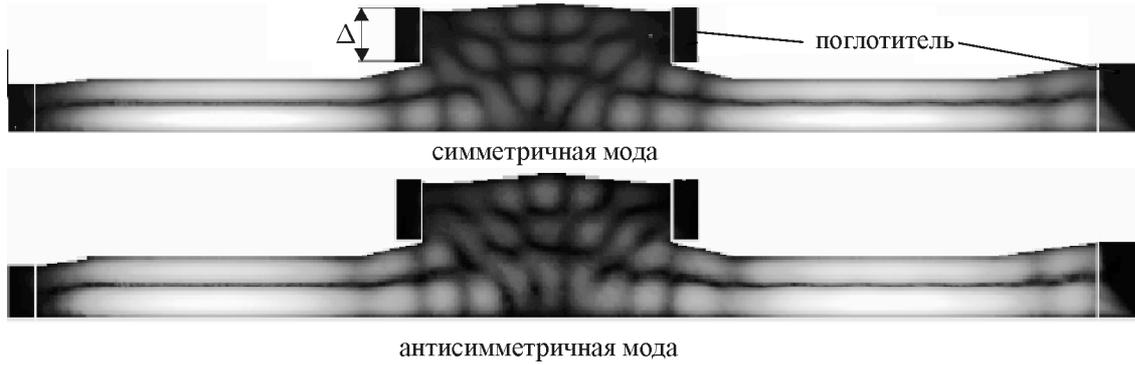


Рис. 17. Симметричная (частота 29,95 ГГц, добротность 1600) и антисимметричная (частота 29,97 ГГц, добротность 900) моды в секционированном гиротронном резонаторе на моде TE_{02} ; более светлые области соответствуют большей интенсивности поля

имеют асимптотический вид [28]

$$\mu_n = \pi (n + 1/4). \tag{2}$$

Здесь $J'_0(x)$ — функция Бесселя нулевого порядка, штрих обозначает производную по аргументу. При этом взаимная разность фаз мод TE_{0n} и TE_{0m} в сверхразмерном волноводе с радиусом R на длине l составляет

$$\Delta h_{nm} l \approx \frac{\mu_n^2 - \mu_m^2}{2kR^2} l = (n - m) (2n + 2m + 1) \frac{\lambda l}{8R^2} \pi. \tag{3}$$

Поэтому, если на длине l для какой-то пары мод с индексами, отличающимися на единицу, разность фаз оказывается кратной π , то автоматически кратной π оказывается и разность фаз для всех других аксиальных мод. Эквидистантность приближённо выполняется и для мод с небольшими значениями радиальных индексов. Это позволяет осуществлять эффективную передачу изображения пучка даже в волноводах со сравнительно небольшим по сравнению с длиной волны диаметром.

Рассмотрим возможности применения эффекта Тальбота для селекции колебаний в резонаторах гиротронов. Так, в работе [29] был предложен квазиоптический резонатор, состоящий из двух цилиндрических секций, работающих на частотах вблизи частоты отсечки. Эти секции связаны между собой волноводной секцией большего диаметра, в которой рабочее колебание принимает вид бегущей волны. Предполагается, что каждая в отдельности секция не возбуждается ни на высшей гармонике из-за слишком малой длины (стартовый ток пропорционален четвёртой степени длины), ни, тем более, на основной гармонике. Рабочая же мода занимает все три секции, имеет высокую добротность и удвоенную эффективную длину поля по сравнению с модой в одной секции и, соответственно, может стартовать. Вариант гиротрона на второй гармонике гирочастоты с модой TE_{02} в каждой из двух крайних секций с длиной около 3λ , показанный на рис. 17, может рассматриваться как развитие этой идеи. В этом гиротроне связь между секциями осуществляется с помощью цилиндрической секции большего диаметра с открытыми (для селекции) торцами, которая работает на эффекте повторения структуры поля (эффект Тальбота). Излучение из крайних секций, где происходит эффективное взаимодействие СВЧ полей и электронов, попадает в секцию связи и повторяет свою поперечную структуру на длине этой секции. Для гиротрона была выбрана наименьшая длина, соответствующая одному периоду биений мод TE_{01} и TE_{02} в секции связи. Таким образом, в резонаторе существуют два нормальных рабочих колебания, образованные связью двух парциальных колебаний в отдельных секциях. Эти нормальные

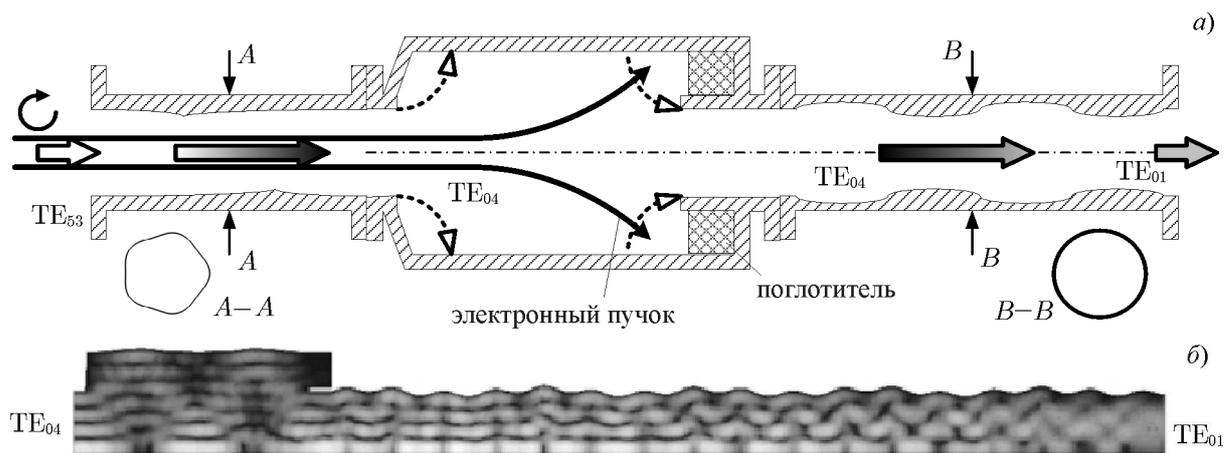


Рис. 18. Схема выходного преобразователя TE_{53} – TE_{01} (а) и распределение напряжённости электрического поля рабочей волны в коллекторе электронов (б); более светлые области соответствуют большей интенсивности поля

колебания представляют собой симметричную и антисимметричную моды, различающиеся относительной фазой поля в резонаторных секциях и, соответственно, имеющие различные условия синхронизма (различную величину рабочего магнитного поля). Для обеспечения селективности и, в частности, отсутствия условий для самовозбуждения паразитных мод в средней секции связи она может иметь открытые концы или быть снабжена поглотителями, как это было сделано в расчёте. При этом ширина открытых областей на торцах составляет больше половины длины волны ($\Delta > \lambda/2$), соответствующей основной гармонике гирочастоты. Для уменьшения дифракционных потерь профиль секции связи при оптимизации был сделан фокусирующим.

Принцип повторения структуры поля волнового пучка было предложено использовать также в гироклистроне на моде TE_{53} с рабочей частотой 30 ГГц [30] для разделения выходного СВЧ излучения и отработанного электронного пучка, осаждаемого на коллекторе. В преобразователе (см. рис. 18) излучение на моде TE_{53} сначала преобразовывалось в моду TE_{04} , которая излучалась в секцию коллектора большого диаметра, возбуждая в ней все осесимметричные моды вплоть до моды TE_{08} [31, 32]. После двух переотражений от стенки изображение моды TE_{04} повторялось в волноводе исходного диаметра, а электронный пучок осаждался на увеличенной поверхности коллектора. Затем мода TE_{04} с помощью осесимметричной гофрировки преобразовывалась в желаемую моду TE_{01} . Для селекции коллектор был снабжён керамическим поглотителем в той части, которая находится в тени проходящего СВЧ излучения (рис. 18б). Для увеличения эффективности передачи СВЧ излучения профиль коллектора синтезировался методом, изложенным в работе [4]. Это, как следует из расчёта и проведённых измерений, позволило уменьшить дифракционные потери при передаче волнового потока до приблизительно 1 %, что примерно в 10 раз меньше потерь в невозмущённом цилиндрическом коллекторе.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование комбинаций осесимметричных мод позволяет удовлетворить многочисленные требования, предъявляемые к приборам мощной СВЧ электроники. Использование суперпозиций нескольких мод делает возможным создание принципиально новых СВЧ устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казначеев Ю. И. Широкополосная дальняя связь по волноводам. М.: Изд-во АН СССР, 1959.
2. Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. М.: Изд-во АН СССР, 1961. 217 с.
3. Yeddulla M., Tantawi S., Jiquan G., Dolgashev V. // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2010. V. 57, No. 6. P. 1516.
4. Кузиков С. В., Плоткин М. Е. // Изв. вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 3. С. 216.
5. Belousov V. I., Bogdashov A. A., Chirkov A. V., Denisov G. G. // Int. J. Infrared Millimeter Waves. V. 21, No. 2. P. 187.
6. Vikharev A. A., Denisov G. G., Kuzikov S. V., Sobolev D. I. // J. Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. 2009. V. 30, No. 6. P. 556.
7. Belousov V. L., Bogdashov A. A., Denisov G. G., et al. // Proc. Int. Workshop «Strong Microwaves in Plasmas», Nizhny Novgorod, August 2–9, 1999. V. 2. P. 943.
8. Kuzikov S. V., Denisov G. G., Shmelyov V. Yu., et al. // AIP Conf. Proc. 2006. V. 807. 7th Workshop on High Energy Density and High Power RF, June 13–17, 2005, Kalamata, Greece. P. 424.
9. Bogdashov A., Denisov G., Lukovnikov D., et al. // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2005. V. 53, No. 10. P. 3152.
10. Grudiev A. // Proc. EPAC 2006. Edinburgh, Scotland, 2006. P. 1349.
11. Kuzikov S. V., Denisov G. G., Petelin M. I. // Proc. Int. «Strong Microwaves in Plasmas». Conf. 2003. V. 1. P. 255.
12. Rivlin L., Semenov A. // Laser Focus. 1981. V. 17, No. 2. P. 82.
13. Blank M., Felch K., James B. G., et al. // IEEE Trans. Plasma Science. 2002. V. 30, No. 3. P. 865.
14. Kuzikov S. V., Froissard P. // Proc. Int. Workshop «Strong Microwaves in Plasmas», Nizhny Novgorod, August 2–9, 1999. V. 1. P. 206.
15. Mirizzi F., Bibet Ph., Bosia P., et al. // Proc. Int. Conf. «Strong Microwaves in Plasmas». 2003. V. 1. P. 347.
16. Farkas Z. D., Hogg H. A., Loew G. A., et al. // Proc. 9th Int. Conf. on High Energy Accelerators. 1976. P. 576.
17. Tantawi S. G., Nantista C. D., Dolgashev V. A., et al. // Phys. Rev. Spec. Top. Accel. Beams. 2005. V. 8. Art. no. 042002.
18. Kuzikov S. V., Vikharev A. A., Plotkin M. E., et al. // Phys. Rev. Spec. Top. Accel. Beams. 2007. V. 10. Art. no. 082001.
19. Kuzikov S. V., Danilov Yu. Yu., Denisov G. G., et al. // Proc. 6th Int. Workshop «Strong Microwaves in Plasmas», Nizhny Novgorod, Russia, 2005. V. 1. P. 330.
20. Bogdashov A. A., Denisov G. G., Kuzikov S. V., et al. // Proc. RuPAC-2010, Protvino, Russia, TUPSA005. P. 44.
21. Вихарев А. Л., Горбачев А. М., Иванов О. А. и др. // Письма в ЖТФ. 2007. Т. 33. вып. 18. С. 54.
22. Вихарев А. А., Кузиков С. В. // Вестник НГУ. Сер. Физика. 2011. Т. 6, вып. 1. С. 36.
23. Zasyrkin E. V., Moiseev M. A., Gachev I. G., Antakov I. I. // IEEE Trans. Plasma Sci. 1996. V. 24, No. 3. P. 666.
24. Latham P. E., Lawson W. G., Irwin V. // IEEE Trans. Plasma Sci. 1994. V. 22. P. 804.
25. Denisov G. G., Kuzikov S. V., Vinogradov D. V., Chirkov A. V. // Proc. 22nd Int. Conf. on Infrared and Millimeter Waves, July 20–25, 1997, Wintergreen. P. 31.
26. Денисов Г. Г., Зайцев Н. И., Кузиков С. В., Плоткин М. Е. // Изв. вузов. Радиофизика. 2008.

- Т. 51, № 10. С. 837.
27. Kuzikov S. V. // *Int. J. Infrared and Millimeter Waves*. 1998. V. 19, No. 11. P. 1523.
 28. Богдашов А. А., Денисов Г. Г. Асимптотическая теория высокоэффективных преобразователей высших волноводных мод в собственные волны открытых зеркальных линий: Препринт № 652 ИПФ РАН. Нижний Новгород, 2003. 32 с.
 29. Savilov A. V. // *Appl. Phys. Lett.* 2009. V. 95. Art. no. 073503.
 30. Зайцев Н. И., Иляков Е. В., Кузиков С. В. и др. // *Изв. вузов. Радиофизика*. 2005. № 9–10. С. 830.
 31. Zaitsev N. I., Kulagin I. S., Kuzikov S. V., et al. // *Conf. Digest of the Joint 32nd Int. Conf. on Infrared and Millimetre Waves, and 15th Int. Conf. on Terahertz Electronics*, Cardiff, UK, 3–7 September 2007. V. 1. P. 369.
 32. Kuzikov S. V., Plotkin M. E., Zaitsev N. I. // *J. Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*. 2010. V. 31, No. 2. P. 121.

Поступила в редакцию 14 июня 2011 г.; принята в печать 29 сентября 2011 г.

APPLICATION OF COMBINATIONS OF AXISYMMETRIC MODES IN ELECTRODYNAMICAL SYSTEMS OF HIGH-POWER MICROWAVE DEVICES

S. V. Kuzikov

We analyze the properties of axisymmetric magnetic waves in a waveguide with a circular cross section to consider various applications of combinations of such waves in microwave transmission lines, passive and active pulse compressors, delay lines, electronic gyrodevices, and other microwave components.