

Квазиоптическое диплексирование в коротковолновой части миллиметрового диапазона

И. И. Еру

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Краснознаменная, 4
E-mail: eru@rian.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 9 июля 2002 г.

На частотах 150 и 200 ГГц экспериментально исследованы параметры квазиоптического диплексирования по схеме двухлучевого интерферометра Майкельсона и по схеме многолучевого интерферометра Фабри-Перо.

На частотах 150 та 200 ГГц експериментально досліджені параметри квазіоптичного диплексування за допомогою двопроменевого інтерферометра Майкельсона та багатопроменевого інтерферометра Фабрі-Перо.

Введение

В последнее время наблюдается интенсивное продвижение технических разработок в области высокочастотных систем различного назначения из СВЧ диапазона в сторону еще более высоких частот – в интервал частот, расположенный между СВЧ и оптическим диапазонами (длины волн от 1 мм до 1 мкм). Главная проблема, с которой здесь столкнулись, заключалась в том, что на нижней границе рассматриваемого диапазона (на частотах выше 200 ÷ 300 ГГц) наблюдается быстрый рост потерь в элементах волноводного тракта, традиционно и успешно используемых во всех высокочастотных устройствах на более низких частотах. Как следствие уменьшаются добротности объемных резонаторов. Эти обстоятельства ухудшают параметры волноводных и резонаторных узлов при работе на частотах выше указанных. А на частотах выше 1 ТГц волноводные конструкции вообще технологически нереализуемы.

Решение проблемы было найдено путем создания принципиально новой элементной базы на основе гауссовой квазиоптики, или

оптики квазиограниченных гауссовых пучков, распространяющихся в свободном пространстве. Потери в таких квазиоптических элементах оказались на 2 ÷ 3 порядка меньше, чем в волноводных. На этой новой основе за рубежом успешно работают различные квазиоптические системы на частотах до 30 ТГц [1-4].

Однако в Украине и в России технические разработки высокочастотных систем на частотах не выше 150 ÷ 200 ГГц и, соответственно, высокочастотные исследования в радиоастрономии практически “заморожены”. Единственной попыткой продвинуться в область более высоких частот была работа [5], в которой для снижения затухания в высокочастотных конструкциях, предназначенных для работы в диапазоне 178 ÷ 375 ГГц были предложены специальные полые диэлектрические лучеводы. Но по существу это были сверхразмерные волноводные системы со специальной модовой структурой поля в них, не имеющей ничего общего со структурой поля гауссова пучка. Именно поэтому выигрыш по уровню потерь в сравнении с обычными волно-

водными конструкциями не превышал одного порядка, что намного меньше, чем дают квазиоптические системы.

Поэтому несомненный интерес представляют работы, направленные на создание квазиоптической элементной базы, которая использует гауссовы пучки, распространяющиеся в свободном пространстве.

В радиоастрономических исследованиях в подавляющем большинстве случаев используются высокочувствительные системы когерентного приема. Было бы логично начать с создания квазиоптических систем когерентного приема. Здесь необходимо отметить, что на частотах выше 200 ÷ 300 ГГц пока отсутствуют какие-либо типы входных усилителей. Поэтому приемные системы на этих частотах строятся, как правило, по гетеродинной схеме с переносом спектра сигнала, принятого антенной, в область существенно более низких частот (1 ÷ 10 ГГц), где имеются высокоэффективные малошумящие транзисторные усилители. В отсутствие входного усилителя первым входным элементом после антенны в таких приемных системах является диплексер. Он предназначен для передачи сигнала, принятого антенной, с минимальными потерями на вход стоящего за ним преобразователя частоты и одновременной независимой подачи на этот же вход сигнала гетеродина. Кроме того, в малошумящих гетеродинных приемных системах, каковыми являются все радиоастрономические приемники, на диплексер возлагается задача очистки (режекции) спектра генерации гетеродина от шумов в полосах приема.

В таких приемных системах, без входного усилителя, когда на входе первым элементом после антенны является диплексер, именно его параметры (связанные с ним потери сигнала и обеспечиваемая им степень режекции шумов гетеродина в полосах приема) будут в значительной мере влиять на шумовые параметры всей приемной системы. Становится очевидным, что использование в малошумящих системах когерентного приема на частотах выше 200 ÷ 300 ГГц диплексирующих устройств на основе волноводных элементов с повышенными на этих частотах потерями будет нерациональным и бесперспективным.

Поэтому даже в коротковолновой части миллиметрового диапазона при конструировании диплексирующих устройств для малошумящих приемных систем все чаще используются квазиоптические методы диплексирования и квазиоптическая элементная база.

В основе всех схем квазиоптического диплексирования лежат два основополагающих принципа: принцип двухлучевого интерферометра Майкельсона [6, 7] и принцип многолучевого интерферометра Фабри-Перо [8, 9].

В отечественной литературе уже публиковались результаты исследований и разработок в области интерферометрических методов диплексирования. Однако все они касались использования двухлучевых схем, выполненных либо на основе сверхразмерных волноводов [10], либо на базе упомянутых выше полых диэлектрических лучеводов [11]. Но ни те, ни другие, как уже отмечалось, не имели ничего общего с гауссовой квазиоптикой. Поэтому представляло интерес, с точки зрения подхода к созданию квазиоптических радиоастрономических приемных систем когерентного типа, провести сравнительные исследования обеих основополагающих интерферометрических схем диплексирования именно в квазиоптической реализации на основе оптики гауссовых пучков, распространяющихся в свободном пространстве. При этом необходимо было оценить наши технологические возможности создания таких технических конструкций, которые позволяли бы осуществлять эффективное квазиоптическое диплексирование, для начала, в коротковолновой части миллиметрового диапазона.

Ниже приведены результаты экспериментальных исследований обеих схем квазиоптического диплексирования, выполненные в 2-мм и 1.5-мм диапазонах.

Квазиоптическое диплексирование по схеме двухлучевого интерферометра Майкельсона

Наиболее часто в качестве диплексирующего устройства этого типа используется модификация двухлучевого интерферометра с

вращением плоскости поляризации [12]. Основополагающая схема такого интерферометра – диплексера представлена на рис. 1. На входе его находится поляризационное зеркало, предназначенное для ввода в гауссов пучок, идущий от антенны к диплексеру, излучения гетеродина. Зеркало выполняется обычно в виде системы свободно натянутых в одной плоскости параллельно друг другу тонких проводящих нитей, расстояние между которыми много меньше длины волны. Плоскость зеркала располагается под углом 45° к оси пучка, идущего от антенны к диплексеру. При этом нити зеркала натянуты перпендикулярно вектору электрического поля пучка “антенна – диплексер”, и поэтому пучок свободно проходит через такое зеркало. Излучение гетеродина также в виде пучка подается на это же зеркало, перпендикулярно оси пучка “антенна – диплексер”, будучи поляризовано параллельно нитям зеркала. Поэтому пучок излучения гетеродина полностью отражается зеркалом и направляется дальше соосно с пучком “антенна – диплексер”. Далее объединенный пучок, состоящий из двух теперь уже соосных и взаимно ортогонально поляризованных пучков, делится, как в любом двухлучевом интерферометре, пополам с помощью расщепителя пучка [13, 14]. В качестве расщепителя используется второе поляризационное зеркало, аналогичное первому. Проводящие нити этого зеркала располагают под углом 45° к векторам электричес-

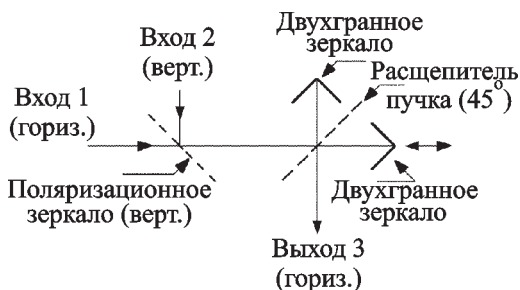


Рис. 1. Принципиальная схема квазиоптического диплексирования с помощью двухлучевого интерферометра с вращением плоскости поляризации

кого поля соосных пучков. После расщепителя все вновь образованные пучки оказываются однополяризованными: отраженные от расщепителя – в плоскости, параллельной его нитям, а прошедшие через него – перпендикулярно им. Затем они попадают на два двугранных зеркала, одно из которых выполняется подвижным вдоль оси пучка, что позволяет менять длину плеча интерферометра. Зеркала при отражении падающего на них линейно поляризованного пучка вращают его плоскость поляризации на 90° . Вследствие этого пучок, ранее отраженный от расщепителя, теперь проходит свободно через него, а ранее прошедший теперь отражается. В итоге пучки интерферируют на том же расщепителе в соответствии с возникающей разностью фаз (разностью длин плеч интерферометра Δ) и в виде одного пучка выводятся из диплексера на вход смесителя.

Анализ работы такой схемы свидетельствует о том, что при

$$\Delta = \lambda_s (n - 0.5), \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

коэффициент передачи сигнала от антенны через интерферометр на вход смесителя $P_{13} = 1$. Здесь λ_s – длина волны на частоте сигнала. В то же время при такой разности длин плеч интерферометра коэффициент передачи излучения гетеродина через интерферометр на вход смесителя на этой же частоте $P_{23} = 0$.

Необходимо иметь в виду, что в гетеродинной приемной системе центры полос приема расположены по обе стороны от частоты гетеродина на расстоянии промежуточной частоты. Вследствие этого для реализации в диплексире эффективной режекции шумов гетеродина в обеих полосах приема необходимо, чтобы помимо уже оговоренных условий, налагаемых на величину разности длин плеч рассматриваемого интерферометра, выполнялось одновременно условие:

$$\Delta = \lambda_{IF} (m - 0.5), \quad m = 1, 2, 3, \dots,$$

где λ_{IF} – длина волны на промежуточной частоте. Поскольку обычно частота сигнала

по крайней мере на порядок выше промежуточной частоты, совместное выполнение этих двух условий не представляет на практике трудностей.

На рис. 2 приведены частотные зависимости коэффициентов передачи P_{13} и P_{23} в рассматриваемом дуплексере при выполнении всех оговоренных условий. Из рисунка видно, что гетеродинный приемник с таким дуплексером одинаково хорошо принимает через канал 1-3 сигнал, передаваемый от антенны к смесителю одновременно в обеих боковых полосах, а через канал 2-3 подводит к смесителю сигнал гетеродина, подавляя при этом его шумы тоже в обеих полосах приема. Таким образом, приемник будет работать в режиме двухполосного приема (DSB). Степень режекции шумов гетеродина в боковых полосах приема конечной ширины будет в этой схеме не очень велика. Анализ показывает, что при относительной ширине полосы промежуточных частот 20 % уровень режекции шумов в такой схеме будет не выше 20 дБ, а при полосе 30 % – не более 15 дБ. Если же потребуется перевести приемник с таким дуплексером в однопольный режим приема (SSB), то будет достаточно вдвое уменьшить разность хода пучков в двух плечах интерферометра. В этих условиях частотные зависимости коэффициентов передачи станут иными – на одной из боковых полос приема коэффициент передачи P_{13} останется равным единице, а на второй он обратится в ноль (рис. 3). Однако необходимо иметь в виду, что в таком однопольном режиме шумы гетеродина на “зеркальной” частоте приема будут полностью передаваться на вход смесителя, а вопрос о нагрузке смесителя по “зеркальному” каналу остается открытым.

Наконец, нужно напомнить о том, что гауссов пучок является квазиограниченным, а его характерный (гауссов) радиус непрерывно растет по мере удаления от “шейки” (минимального сечения пучка, где его фазовый фронт становится плоским). Вследствие этого два пучка, проходящие в двухлучевом интерферометре от точки расщепления до точки интерференции разные расстояния, отличающиеся на Δ , будут иметь в плоскости интерференции различные эффективные “сече-

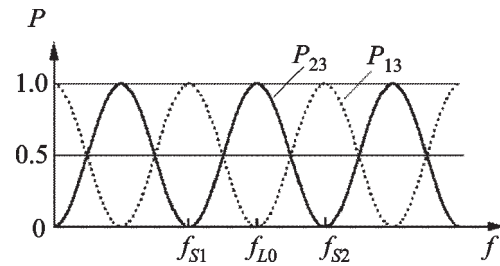


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов передачи двухлучевого интерферометра-дуплексера в режиме DSB:

P_{13} – пунктир, P_{23} – сплошная линия, f_{L0} – частота гетеродина, f_{S1} и f_{S2} – центральные частоты нижней и верхней полосы приема

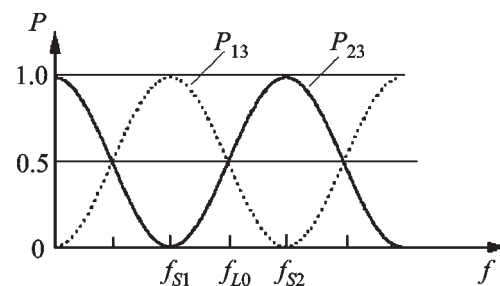


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициентов передачи двухлучевого интерферометра-дуплексера в режиме SSB:

P_{13} – пунктир, P_{23} – сплошная линия

ния”, и поэтому интерференция здесь никогда принципиально не может быть полной. Соответственно, функция передачи в интерферометре из-за неполной интерференции пучков на выходе будет иметь вид:

$$N = \left[1 + \left(\frac{\lambda \Delta}{2\pi w_0^2} \right)^2 \right],$$

где λ – длина волны излучения, w_0 – гауссов радиус минимального сечения пучка (радиус “шейки”). Отсюда следует, что для того, чтобы значение этой функции было как можно ближе к единице, необходимо, чтобы

$$w_0 \gg \left(\frac{\lambda \Delta}{2\pi} \right)^{1/2}.$$

Иными словами, значение функции передачи в интерферометре-диплексере будет тем ближе к единице, чем больше будет величина w_0 и меньше величина Δ .

В экспериментах были использованы проволочные поляризационные зеркала диаметром 80 мм, состоящие из тонких (20 мкм) проволочек из фосфористой бронзы, натянутых в одной плоскости параллельно друг другу с интервалом 100 мкм. Для формирования гауссова пучка на выходе гетеродина и для связи входа смесителя с таким пучком были разработаны двухмодовые рупоры [15, 16]. Для улучшения согласования гауссовых пучков, формируемых этими рупорами, с интерферометром на его гетеродинном входе и на смесительном выходе были установлены корректирующие тефлоновые линзы диаметром 50 мм с фокусным расстоянием 70 мм. Поверхности этих линз были “просветлены” посредством нанесения на них системы концентрических канавок специальной формы и размеров. Это позволило снизить потери в линзе до уровня не более 0.2 дБ. Еще одну такую корректирующую линзу пришлось поставить в более длинном плече интерферометра, чтобы хотя бы частично компенсировать в нем заметное уже на такой длине расхождение пучка и увеличить тем самым коэффициент передачи.

Исследования параметров квазиоптического диплексирования по такой двухлучевой схеме, выполненные в режиме DSB, позволили установить, что в интервале частот 130 ÷ 170 ГГц полные потери в диплексере не превышают 0.5 дБ в канале “антенна – смеситель” (L_{A-M}) и 1.3 дБ в канале “гетеродин – смеситель” (L_{LO-M}), а в интервале частот 180 ÷ 230 ГГц соответствующие величины составляют 0.7 дБ и 1.5 дБ (см. таблицу 1). Сравнение полученных значений с результатами, опубликованными в литературе [17, 18], показывает, что потери в исследованном диплексере лишь на 0.2 ÷ 0.4 дБ выше. При этом замена диэлектрических линз, корректирующих кривизну фазового

Таблица 1

λ_s , мм	L_{A-M} , дБ	L_{LO-M} , дБ
2.0	0.5	1.3
1.5	0.7	1.5

фронта гауссовых пучков в интерферометре, внеосевыми зеркалами может позволить снизить потери в такой схеме диплексирования на 0.3 ÷ 0.4 дБ.

В итоге еще раз отметим, что рассмотренная схема диплексирования из-за неполной интерференции пучков на выходе ограничивает возможности снижения потерь, вносимых в пучок, несущий сигнал от антенны на вход смесителя. Уровень режекции шумов гетеродина в полосах приема конечной ширины здесь также оказывается ограниченным.

Квазиоптическое диплексирование по схеме многолучевого интерферометра Фабри-Перо

Вторая схема квазиоптического диплексирования, исследованная в настоящей работе, была выполнена на основе кольцевой модификации многолучевого интерферометра Фабри-Перо [8]. В этой схеме для режекции шумов гетеродина используется высокодобротный проходной квазиоптический резонатор кольцевого типа, резонирующий на частоте гетеродина. Этот резонатор образуется двумя парами зеркал, расположенными по сторонам квадрата (рис. 4). Два зеркала – непрозрачные, а другие два – полупрозрачные. Последние выполнены в виде поляризационных проволочных зеркал, коэффициент отражения которых можно плавно варьировать в широких пределах, вращая их и таким образом изменяя угол между проволочками и вектором электрического поля падающего пучка. Через одно из полупрозрачных зеркал (плечо 2) в проходной резонатор под углом 45° вводится в виде пучка сигнал гетеродина, а через второе такое же зеркало этот сигнал после многократного переотражения выводится под таким же углом

из резонатора на вход смесителя (плечо 3). Рассмотренный проходной резонатор обладает достаточно высоким коэффициентом передачи только на частоте собственного резонанса – в нашем случае, на частоте гетеродина. На частотах, лежащих вне полосы пропускания резонатора, обе его полупрозрачные стенки имеют очень высокий коэффициент отражения – не менее $0.8 \div 0.9$. Последнее обстоятельство используется для переотражения с малыми потерями на вход смесителя пучка, идущего от антенны и падающего на выходное полупрозрачное зеркало кольцевого резонатора (плечо 1). Одновременно происходит сильная (в меру добротности резонатора) режекция шумов гетеродина в обеих боковых полосах приема. Перестройка такого резонатора по частоте осуществляется перемещением одного из непрозрачных зеркал.

При анализе конструктивных особенностей рассматриваемой схемы диплексирования необходимо иметь в виду следующее. Хотя в миллиметровом и тем более в субмиллиметровом диапазонах размеры рассматриваемого квазиоптического открытого резонатора существенно больше длины волны, тем не менее здесь еще нет столь сильного отличия между этими величинами, как это имеет место в оп-

тике. Поэтому на рассматриваемых частотах дифракционные эффекты играют существенную роль. Напомним еще раз, что рассматриваемый четырехзеркальный резонатор является открытым – у него нет ни сплошных боковых стенок, ни днища, ни крышки. Вследствие этого в нем обязательно присутствуют дифракционные потери через все щели и отверстия – в вертикальном и в горизонтальном направлениях.

Для решения вопроса о возможности снижения уровня дифракционных потерь в таком резонаторе обратим внимание на то, что рассматриваемый нами четырехзеркальный резонатор является, по существу, некоторой модификацией двухзеркального плоскопараллельного квазиоптического открытого резонатора полуконфокального типа. В последнем одно из двух его непрозрачных зеркал является плоским, и с ним совмещают обычно “шейку” пучка, отраженного от второго непрозрачного зеркала. Второе зеркало для снижения уровня дифракционных потерь обычно выполняется вогнутым, причем кривизна его согласуется с кривизной фазового фронта пучка. Тем самым обеспечиваются условия, когда даже при многократном переотражении пучка между двумя зеркалами его эффективный гауссов размер нигде не будет превышать соответствующего значения на вогнутом зеркале. Поэтому, выбрав правильно размер пучка, а также кривизну и диаметр зеркала, всегда можно обеспечить уровень дифракционных потерь в таком открытом квазиоптическом резонаторе не выше заданной величины. В случае четырехзеркального квадратного резонатора “шейка” пучка, отраженного от вогнутого зеркала и переотраженного затем под углом 45° плоским полупрозрачным зеркалом, очевидно, должна быть совмещена с плоским непрозрачным зеркалом. Таким образом, рассматриваемая задача оказывается полностью эквивалентной задаче о переотражении “шейки” пучка, входящего в рассматриваемый резонатор через одно из полупрозрачных зеркал, в “шейку” пучка, выходящего из резонатора под тем же углом через второе полупрозрачное зеркало.

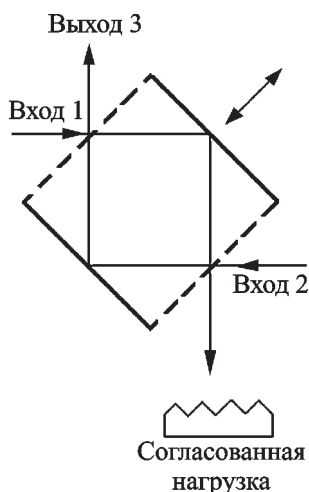


Рис. 4. Принципиальная схема квазиоптического диплексирования с помощью кольцевой модификации многолучевого интерферометра

Определим радиус кривизны вогнутого зеркала в нашем случае. Для гауссова пучка радиус кривизны его фазового фронта записывается следующим образом:

$$R = Z + \frac{Z_R^2}{Z},$$

где $Z_R = \frac{\pi w_0^2}{\lambda}$ – релеевская длина, w_0 – гауссов радиус “шейки”, λ – длина волны излучения. Поскольку “шейка” пучка должна совмещаться с плоским непрозрачным зеркалом рассматриваемого четырехзеркального квадратного резонатора, то из его геометрии нетрудно понять, что для этого необходимо, чтобы длина пути, проходимого пучком от “шейки” до вогнутого зеркала, была равна $Z = L\sqrt{2}$, где L – длина стороны квадрата резонатора (размер зеркал). Таким образом, речь идет о перефокусировке в горизонтальной плоскости “шейки” входного пучка в “шейку” выходного пучка, отраженного от криволинейного зеркала. Задача о перефокусировке пучка из одной точки в другую в квазиоптике обычно решается с помощью внеосевого эллиптического зеркала путем совмещения этих точек с фокусами эллипса. Однако необходимо помнить, что в отличие от обычного двухзеркального полуконфокального резонатора, имеющего осесимметричную геометрию, в нашем случае рассмотренная ситуация относится только к горизонтальной плоскости. Таким образом, именно в этой плоскости для компенсации дифракционных потерь горизонтальный профиль зеркала должен иметь форму эллипса с фокусами в точках, где располагаются “шейки” входного и выходного пучков. При этом фокальные длины эллипса должны быть равны радиусам кривизны фазовых фронтов пучков. А это означает, что большая полуось эллипса равна R , а малая (для угла падения 45°) – $R/\sqrt{2}$. Аппроксимировав эллипс вблизи его малой полуоси окружностью того же радиуса, получаем выражение для радиуса кривизны зеркала в горизонтальной плоскости:

$$R_h = 2L + \frac{Z_R^2}{L}.$$

Как показывает анализ, для снижения уровня дифракционных потерь в вертикальном направлении радиус кривизны зеркала в вертикальной плоскости должен быть вдвое меньше, чем в горизонтальной. Однако изготовление такого сложного криволинейного внеосевого зеркала тороидальной формы представляет собой очень непростую технологическую задачу. Поэтому во многих случаях на практике ограничиваются изготовлением значительно более простого сферического зеркала с радиусом кривизны R_h .

Рассмотрим теперь соотношения, связывающие основные параметры и конструктивные особенности квазиоптического диплексера с кольцевым резонатором на основе многолучевого интерферометра Фабри-Перо. Прежде всего, определим размеры кольцевого резонатора. Исходным параметром здесь является так называемый свободный спектральный интервал (FSR), который представляет собой интервал частот между двумя соседними резонансами такого многомодового резонатора. Обычно величину этого интервала делают равной удвоенному значению промежуточной частоты f_{IF} :

$$\text{FSR} = 2f_{IF}.$$

Следовательно, обе центральные частоты боковых полос приема в этом случае будут расположены по обе стороны от частоты гетеродина в центрах прилегающих свободных спектральных интервалов (рис. 5). Для рассматриваемого квадратного четырехзеркального резонатора со стороной L

$$L = \frac{c}{2\sqrt{2}\text{FSR}},$$

где c – скорость света.

Таким образом, если диплексер конструируется таким образом, чтобы его свободный спек-

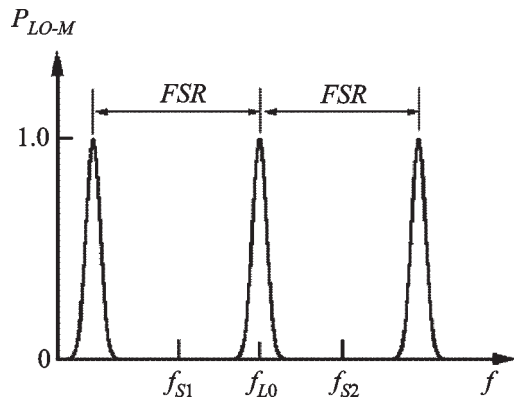


Рис. 5. Частотная характеристика пропускания резонатора на основе кольцевой модификации многолучевого интерферометра

тральный интервал был равен удвоенной промежуточной частоте, то необходимо, чтобы

$$L = \frac{c}{4\sqrt{2}f_{IF}}$$

Степень связи такого резонатора с гауссовым пучком определяется коэффициентом отражения R полупрозрачных зеркал. Для характеристики таких резонаторов вводится параметр F , который определяется, как

$$F = \frac{FSR}{\Delta f_{0.5}} = Q \frac{FSR}{f_0},$$

где $\Delta f_{0.5}$ – ширина полосы пропускания резонатора, f_0 – его резонансная частота, Q – добротность резонатора. Параметр F зависит от коэффициента отражения R следующим образом:

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R}.$$

Тогда полоса пропускания такого резонатора, определяющая степень режекции шумов гетеродина в полосах приема, будет равна

$$\Delta f_{0.5} = \frac{2f_{IF}(1-R)}{\pi\sqrt{R}}.$$

Таким образом, регулируя угол между проводящими нитями полупрозрачных зеркал и вектором электрического поля падающего на них пучка, можно в широких пределах изменять величину коэффициента отражения зеркала R (степень его прозрачности). Это позволяет подбирать требуемую полосу пропускания резонатора, а тем самым и степень режекции шумов гетеродина в боковых полосах приема при заданной промежуточной частоте. При этом с изменением коэффициента отражения R одновременно с полосой пропускания резонатора будут соответственно меняться потери сигнала гетеродина при передаче его к смесителю (L_{LO-M}), а также потери сигнала (L_{A-M}) при отражении от полупрозрачного зеркала на вход смесителя пучка, идущего от антенны.

И последнее, что необходимо учесть при конструировании такого квазиоптического многолучевого диплексера, это то, что гауссовы пучки являются только квазиограниченными. Поэтому конечный уровень “обрезания” пучка на краях зеркальных апертур конечных размеров будет неизбежно приводить к определенным дифракционным потерям. Однако простой анализ этого вопроса в рамках представлений гауссовой квазиоптики показывает следующее. Если в рассматриваемом квадратном зеркальном резонаторе со стороной квадрата L входящий в него под углом 45° гауссов пучок будет иметь на зеркале гауссов радиус $w \leq L/4$, то уровень потерь в этом резонаторе не будет превышать 0.1 дБ.

Описываемая схема диплексирования была исследована в интервале частот $130 \div 170$ ГГц. FSR здесь был выбран равным 2 ГГц и, следовательно, размер зеркал должен был составлять 50 мм. В качестве полупрозрачных зеркал были использованы системы тонких (7 мкм) проволочек из фосфористой бронзы, натянутых в одной плоскости параллельно друг другу с интервалом 40 мкм. Непрозрачные зеркала были выполнены из латуни. Одно, неподвижное, было сферически-вогнутым, а второе, подвижное (для настройки), плоским. На выходе гетеродина и на входе смесителя стояли двухмодовые рупоры с корректирующими тефлоновыми линзами, обеспечивающие связь с

гауссовыми пучками в интерферометре. Соответствующие им “шейки” гауссовых пучков имели размер 12 мм, причем располагались они на расстоянии 70 мм от центра сферического зеркала. Это означало, что у такого гауссова пучка на длине волны 2 мм релеевская длина имела величину 230 мм. Кроме того, такой размер “шейки” пучка при указанном размере зеркал (50 мм) давал основание пренебречь, как было показано выше, дифракционными потерями в резонаторе, обусловленными квазиограниченностью пучка и конечными размерами зеркал, образующих резонатор диплексера. И, наконец, на основе приведенных значений, радиус кривизны сферического зеркала резонатора должен был составлять 1100 мм.

Результаты исследований параметров рассматриваемого интерферометра-диплексера приведены в таблице 2. Эти результаты вполне соответствуют опубликованным в литературе [19].

Таблица 2

FSR, ГГц	F	R	$\Delta f_{0.5}$, МГц	L_{A-M} , дБ	L_{LO-M} , дБ
2.0	10	0.73	200	1.3	3.5
2.0	20	0.85	100	0.7	5.3
2.0	43	0.93	35	0.3	8.7

При этом уровень режекции шумов гетеродина в полосах приема может быть поднят в этой схеме диплексирования до значений 30÷40 дБ, а потери сигнала L_{A-M} снижены до 0.1 дБ и даже меньших значений путем увеличения коэффициента отражения R полупрозрачных зеркал. Однако нужно помнить, что при этом неизбежно возрастут потери L_{LO-M} в плече “гетеродин-смеситель”.

Заключение

Приведенные результаты подтверждают реальность эффективного квазиоптического диплексирования антенны и гетеродина

на входе смесителя квазиоптических гетеродинных приемников в коротковолновой части миллиметрового диапазона на базе имеющихся в нашем распоряжении технологических возможностей. При этом многолучевая схема диплексирования позволяет получать более низкий уровень потерь сигнала, идущего от антенны к смесителю, и существенно более высокий уровень режекции шумов гетеродина в полосах приема по сравнению с двухлучевой схемой.

Литература

1. И. И. Еру. Успехи современной радиоэлектроники. 1997, №3, с. 51-77.
2. H. P. Roser, H. W. Huber, T. W. Crowe, W. C. B. Peatmen. *Infrared Phys. Technolog.* 1994, **35**, No. 2/3, pp. 451-462.
3. R. Schieder. *Infrared Phys. Technolog.* 1994, **35**, No. 2/3, pp. 477-486.
4. C. H. Townes, M. Bester, W. C. Dandi, C. G. Dediacomin, L. J. Greenhill. *Infrared Phys. Technolog.* 1994, **35**, No. 2/3, pp. 503-525.
5. А. И. Горошко, Е. М. Кулешов. Сб. Радиотехника. Из-во ХГУ, 1972, с. 215-219.
6. D. K. Lambert, P. L. Richards. *Appl. Opt.* 1987, **17**, No. 8, pp. 1595-1602.
7. C. H. Burton, Y. Akimoto. *Infrared Phys.* 1980, **20**, No. 1, pp. 115-121.
8. H. M. Pickett, A. E. T. Chou. *IEEE Trans.* 1983, **MTT-31**, No. 5, pp. 573-580.
9. P. F. Goldsmith. *Bell Syst. Techn. J.* 1977, **56**, No. 8, pp. 1483-1492.
10. Л. И. Федосеев, Ю. Ю. Куликов. Радиотехника и электроника. 1971, **16**, №4, с. 554-560.
11. М. С. Яновский, Б. Н. Князьков. Изв. вузов. Радиотехника. 1977, **20**, №11, с. 35-41.
12. D. H. Martin, E. Puppelt. *Infrared Phys.* 1969, **10**, No. 1, pp. 105-112.
13. T. Lasen. *IEEE Trans.* 1962, **MTT-10**, No. 5, pp. 191-198.
14. J. M. Payne, J. E. Davis, M. B. Hagstrom. *Rev. Sci. Instrum.* 1982, **53**, No. 10, pp. 1558-1563.
15. P. D. Porter. *Microwave J.* 1963, **5**, No. 6, pp. 71-78.
16. G. A. Ediss. *IEE Proc. pt. H, Microwaves, Antennas and Propagation.* 1986, **133**, No. 1, pp. 18-24.
17. S. Withington, J. A. Murphy, A. Egan, P. E. Hills. *Int. J. Infrared. Mm. Waves.* 1992, **13**, No. 10, pp. 1515-1538.

18. J. L. Hesler, W. R. Hall, T. W. Crowe, R. M. Weikle, B. S. Deaver, R. F. Bradley, Shing-Kuo Pan. IEEE Trans. 1997, **MTT-45**, No. 5, pp. 653-658.
19. P. D. Betelaan, M. A. Frecking, T. B. Kuiper, H. M. Picket, M. M. Schaefer, P. Zimmermann, N. L. Luchman. IEEE Trans. 1988, **MTT-36**, No. 4, pp. 694-703.

Quasioptical Diplexing at Short Millimeter Waves

I. I. Eru

The quasioptical Michelson interferometer-diplexer and Fabry-Perot quasioptical ring resonator diplexer are experimentally investigated at 150 GHz and 200 GHz.