

*На правах рукописи*

Лексиков Андрей Александрович

**ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР  
И РАЗРАБОТКА УПРАВЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ  
СВЧ ТЕХНИКИ НА ИХ ОСНОВЕ**

Специальность 01.04.03 – радиофизика

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Красноярск – 2011

Работа выполнена в Учреждении Российской академии наук Институте физики  
им. Л.В. Киренского Сибирского отделения РАН

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор,  
заслуженный изобретатель РФ  
Беляев Борис Афанасьевич

Официальные оппоненты: доктор физико-математических наук,  
профессор Слабко Виталий Васильевич  
кандидат технических наук, доцент  
Бутаков Сергей Владимирович

Ведущая организация: Томский государственный университет

Защита состоится «22» декабря 2011 г. в 14.00 часов в аудитории Б-228 на заседании диссертационного совета Д 212.099.04 при ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» по адресу: 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» по адресу: 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26.

Автореферат разослан «\_\_\_» ноября 2011 г.

ченый секретарь

диссертационного совета Д 212.099.04

к.т.н., доцент

Ю.П. Саломатов

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность проблемы.** Развитие современных систем связи, радиолокации и радионавигации невозможно без создания новых и совершенствования известных управляемых СВЧ устройств, таких как перестраиваемые фильтры, фазовращатели, делители мощности и т.д. При этом под совершенствованием подразумевается не только улучшение их электрических характеристик, но и уменьшение размеров, что особенно актуально в случае их использования в бортовых системах. Так, в фазированных антенных решетках бортовых радиолокационных систем с электронным сканированием радиолуча количество названных выше устройств может составлять несколько сотен, определяя в значительной степени габариты и массу системы в целом.

Огромная номенклатура требуемых характеристик устройств, работающих к тому же в разных диапазонах частот, привело к созданию большого разнообразия конструкций с использованием различных физических принципов, каждая из которых имеет свои достоинства и недостатки. К настоящему времени известно несколько основных подходов к конструированию управляемых устройств, которые отличаются не только физическими принципами работы, но и способами управления. В частности, в устройствах с магнитным управлением, работа которых основана на явлении ферромагнитного резонанса (ФМР), используют сферы из железо-иттриевого граната (ЖИГ), или монокристаллические пленки ЖИГ в конструкциях на магнитостатических волнах (МСВ). В устройствах с электрическим управлением используются либо подложки и пленки из активных материалов (сегнетоэлектриков, пьезоэлектриков, жидких кристаллов, высокотемпературных сверхпроводников), либо управляемые сосредоточенные элементы, такие как *p-i-n*-диоды, варикапы и вариконды, а также микроэлектромеханические системы. В последние годы вновь значительно увеличилось количество работ, посвященных разработке устройств на основе полупроводниковых варакторов. Во многом это связано с технологическим

прогрессом, позволившим создать новые поколения полупроводниковых высокочастотных варакторов, имеющих меньшие паразитные емкости и индуктивности, и способных поэтому работать на более высоких частотах. С использованием варакторов авторы создают конструкции перестраиваемых фильтров, управляемых фазовращателей, перестраиваемых антенн, различных нелинейных СВЧ устройств.

Наибольший интерес у исследователей вызывают микрополосковые конструкции, которые, как известно, отличаются миниатюрностью, технологичностью в производстве, наиболее развитыми системами автоматизированного проектирования, простотой интегрирования с другими конструкциями и модулями. Все это, наряду с малыми напряжениями и мощностью управления, а также сравнительно высокой скоростью перестройки, делает микрополосковые устройства наиболее привлекательными для разработчиков различных радиотехнических систем. Важно отметить, что при проектировании любых микрополосковых устройств с варакторным управлением, в том числе фильтров, основным звеном большинства конструкций, как правило, служит перестраиваемый резонатор, характеристики которого и определяют качество устройства в целом. Однако каких-либо систематических исследований, направленных на выяснение как закономерностей, связывающих величину перестройки микрополоскового резонатора с его конструктивными особенностями, так и возможностей создания на основе таких резонаторов других, кроме фильтров, устройств, не проводилось. Все выше сказанное подтверждает **актуальность темы диссертационной работы**, которая посвящена исследованию резонансных микрополосковых нерегулярных структур и созданию новых конструкций управляемых СВЧ устройств на их основе.

**Цель диссертационной работы.** Разработка и исследование конструкций управляемых устройств на микрополосковых резонаторах с варакторной перестройкой частоты.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

1. Исследование поведения собственных частот нижайших мод колебаний четвертьволнового микрополоскового резонатора в зависимости от его конструктивных параметров.
2. Исследование влияния конструктивных параметров варакторно-перестраиваемого четвертьволнового микрополоскового резонатора на величину перестройки собственной частоты первой моды колебаний.
3. Разработка конструкции варакторно-перестраиваемого микрополоскового полосно-пропускающего фильтра с октавной перестройкой центральной частоты.
4. Разработка и исследование на основе микрополосковых варакторно-перестраиваемых резонаторов конструкций управляемого делителя мощности, управляемого фазовращателя, управляемой линии задержки для гигагерцового диапазона частот.

**Научная новизна работы.** Новые научные результаты, полученные в работе, состоят в следующем:

1. Выявлены закономерности в поведении частот собственных мод варакторно-перестраиваемого четвертьволнового микрополоскового резонатора, на основе которых разработана конструкция фильтра с перестройкой частоты более октавы.

2. Разработана оригинальная конструкция двухканального делителя мощности с управляемым в пределах 30 дБ коэффициентом деления.

3. Разработаны и исследованы две оригинальные конструкции управляемых фазовращателей с высоким значением фактора качества. Получено соотношение, связывающее величину дифференциального сдвига фазы с нагруженной добротностью резонаторов и величиной перестройки их частоты.

4. Разработана оригинальная конструкция управляемой линии задержки на основе пары микрополосковых резонаторов с близкими к уравновешенным коэффициентами связи.

**Практическая ценность работы.** Разработана конструкция электрически управляемого полосно-пропускающего фильтра с большим, более октавы, диа-

пазоном перестройки частоты. Разработаны две конструкции управляемых фазовращателей, для которых выведена формула, позволяющая оценить величину управляемого сдвига фазы. Показано, что на основе предложенных конструкций можно реализовать управляемые фазовращатели с добротностью не хуже 120 град/дБ. Разработана конструкция двухканального делителя мощности с управляемым коэффициентом деления до 30 дБ. Предложена конструкция линии задержки, позволяющая реализовать бездисперсионные устройства с относительной шириной рабочей полосы частот до 5%, с управляемым изменением времени задержки до 20 нс на частотах порядка 1 ГГц и до 1 нс на частотах около 10 ГГц. Все устройства отличаются простотой конструкций, имеют хорошее согласие численного анализа с экспериментом, в том числе на основе одномерных моделей и квазистатического приближения, и реализуемы в частотном диапазоне от 0.5 до 10 ГГц. Сформулированы рекомендации по проектированию управляемых устройств на основе исследованных конструкций.

**На защиту выносятся следующие положения:**

1. Применением скачка волнового сопротивления можно увеличить, при прочих равных условиях, частотную перестройку четвертьволнового микрополоскового резонатора, а значит, и фильтра с варакторным управлением.

2. На основе взаимодействующих микрополосковых резонаторов можно создавать варакторно-управляемые устройства: делители мощности, фазовращатели и бездисперсионные линии задержки.

3. Дифференциальный фазовый сдвиг управляемого фазовращателя на основе взаимодействующих резонаторов определяется нагруженной добротностью резонаторов и их числом, а также относительной отстройкой частоты.

4. Конструкции управляемых устройств на основе варакторно-перестраиваемых нерегулярных микрополосковых резонаторов.

**Апробация работы.** Результаты работы докладывались на 7-й Всероссийской научно-технической конференции «Решетневские чтения» (Красноярск, 2003 г.), Итоговой конференции Всероссийского конкурса на лучшие научные работы студентов по естественным, техническим наукам и инноваци-

онным научно-образовательным проектам (Москва, 2004 г.), на Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2003, 2004 г.), на Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (CriMiCo) (Севастополь, 2004 г.), на Всероссийской научной конференции с международным участием, посвященной 80-летию со дня рождения Генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решетнева (Красноярск, 2004 г.), Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 110-й годовщине Дня радио (Красноярск, 2005 г.), 3-й Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы радиофизики», (Томск 2008 г.).

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 14 работ, в том числе 1 статья в журнале из перечня ВАК и 2 описания к патентам РФ на изобретения.

**Структура диссертации.** Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, библиографического списка и приложения. Общий объем диссертации – 136 страниц, включая 83 рисунка, 2 таблицы и 2 страницы приложения. Библиографический список содержит 151 наименование.

## СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении дано обоснование актуальности темы диссертационной работы, представлена научная и практическая ценность, сформулированы цели и задачи исследования, представлены положения, выносимые на защиту.

**Первая глава** является обзорной и посвящена управляемым устройствам СВЧ. В этой главе рассматриваются различные способы создания управляемых СВЧ устройств, среди существующих способов выделяются устройства с электромеханическим и фотоуправлением, однако основное внимание уделяется электрически управляемым устройствам СВЧ.

Все электрически управляемые устройства СВЧ разделены на устройства на основе активных сред, выполненные на подложке из управляемого материала.

ла, магнитная и диэлектрическая проницаемость которого меняется под воздействием внешнего электрического или магнитного поля, и устройства с сосредоточенными управляющими элементами, в составе которых находятся элементы, у которых под воздействием тока или напряжения меняются их параметры. Также отмечены устройства на основе гиромагнитных резонаторов и МСВ. Рассмотрены преимущества и недостатки каждого из способов управления. В качестве резюмирующего примера представлена таблица из работы [1], посвященная фазовращателям для фазированных антенных решеток, в которой сравниваются устройства, функционирующие на основе различных физических принципов.

Таблица 1.

Сравнение эксплуатационных характеристик фазовращателей различных типов [1].

	На основе СЭ	На основе полупроводников	На основе ферритов	На основе МЭМС
Стоимость	Низкая	Высокая	Очень высокая	Низкая
Надежность	Хорошая, не менее миллиона циклов (требуется дополнительные исследования)	Очень хорошая	Отличная	Хорошая, не менее миллиона циклов (требуется дополнительные исследования)
Максимальная управляемая мощность	Более 1 Вт	Десятки ватт	Киловатты	менее 50 мВт
Скорость переключения	Высокая, единицы нс	Высокая при малых мощностях, мене 1 нс	Низкая, 10-100 мкс	низкая, 10-100 мкс
Устойчивость к облучению	Высокая	Плохая	Высокая	Высокая
Потребляемая мощность	Низкое, единицы мкВт, при токе менее 1 мкА	Низкая, менее 10 мВт	Высокая, около 1 Вт	незначительная
Вносимые потери	~5 дБ (18-26.5 ГГц)	~2 дБ (26.5-40 ГГц)	< 1 дБ (8-12 ГГц)	~2.3 дБ (26.5-40 ГГц)
Размеры	Очень маленькие, единицы мм <sup>2</sup>	Маленькие, десятки мм <sup>2</sup>	Большие	Маленькие
Линейность	до +60 дБмВт	до +35-+40 дБмВт		до +80 дБмВт

Сделан вывод о том, что микрополосковые конструкции устройств с варакторным управлением недостаточно изучены.

**Вторая глава** посвящена исследованию влияния конструктивных параметров четвертьволнового резонатора на поведение его собственных мод колебаний. Для этого были решены уравнения из работы [2] для симметричных и антисимметричных колебаний.

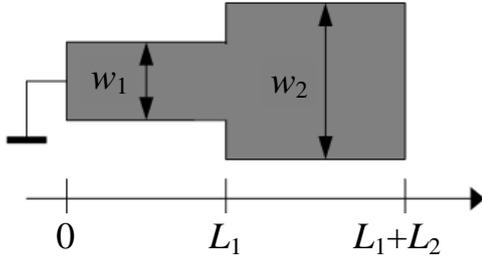


Рис. 1. Топология полосковых проводников четвертьволнового микрополоскового резонатора.

В промежутке же  $L_1 \leq x \leq L_1 + L_2$  уравнения для симметричных и антисимметричных колебаний совпадают и имеют вид:

$$\begin{aligned} I(x) &= I_2 \sin\left(\frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{2эфф}} (L_1 + L_2 + x)\right) \cos \omega t \\ U(x) &= Z_2 I_2 \sin\left(\frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{2эфф}} (L_1 + L_2 + x)\right) \sin \omega t \end{aligned} \quad (2)$$

С учетом граничного условия  $U(x) = 0|_{x=0}$  и того, что в точке  $L_1$  ток и напряжение непрерывны, было получено окончательное уравнение, которое и исследовалось в последующем:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi F}{c} L_1 \sqrt{\epsilon_{1эфф}}\right) \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi F}{c} L_2 \sqrt{\epsilon_{2эфф}}\right) - \frac{Z_2}{Z_1} &= 0 \\ \theta_1 &= \frac{2\pi F}{c} L_1 \sqrt{\epsilon_{1эфф}} \\ \theta_2 &= \frac{2\pi F}{c} L_2 \sqrt{\epsilon_{2эфф}} \\ \operatorname{tg}(\theta_1) \operatorname{tg}(\theta_2) - \frac{Z_2}{Z_1} &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

Для решения уравнения использовалось условие:

$$\theta_1 = \theta_2,$$

при этом мы воспользовались равенством:

$$\frac{F}{F_{10}} = \frac{2 \cdot (\theta_1 + \theta_2)}{\pi}, \text{ где } F_{10} = F_1 \Big|_{Z_1=Z_2} - \text{частота регулярного резонатора}$$

электрической длиной  $\theta_1 + \theta_2$ .

Тогда аналитическое решение для первой моды имеет вид:

$$F_1 = F_{10} \frac{4}{\pi} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad (4)$$

А для второй моды:

$$F_2 = F_{10} \frac{4}{\pi} (\pi - \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}) \quad (5)$$

Решения представлены на рис. 2, где по оси абсцисс отложен десятичный логарифм отношения  $w_1$  к  $w_2$ , а по оси ординат – частота, нормированная на частоту первой моды регулярного МПР. Видно, что для получения как можно более широкой высокочастотной полосы заграждения в фильтре необходимо делать как можно больший скачок волнового сопротивления.

Далее исследовалось влияние отношения геометрической длины высокоомной части резонатора к его полной длине.

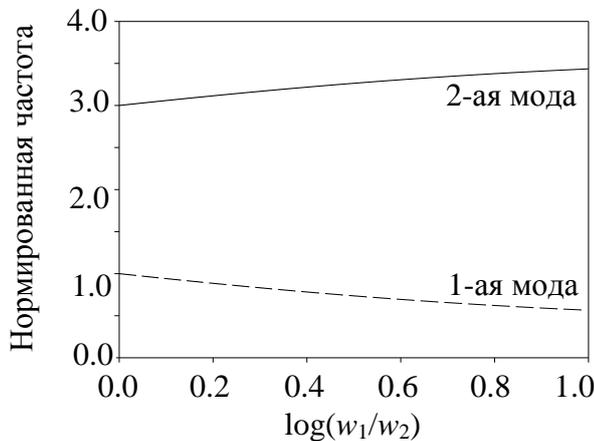


Рис. 2. Поведение частот первой и второй моды колебания четвертьволнового резонатора от величины СВС.

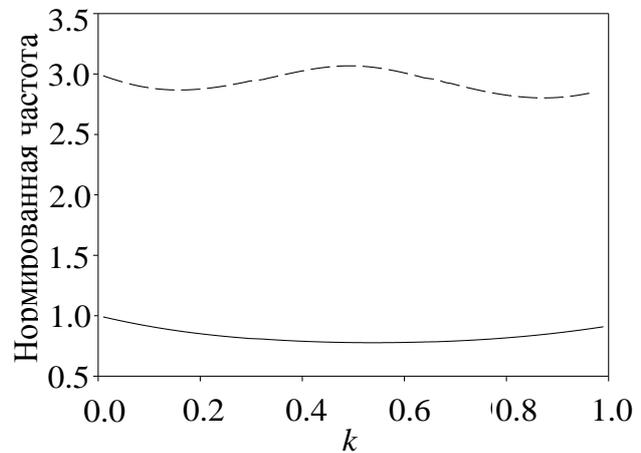


Рис. 3. Поведение частот первой и второй моды колебаний четвертьволнового МПР от соотношения длин высокоомного и низкоомного участка резонатора.

При решении этой задачи было невозможно найти аналитическое решение и поэтому данное уравнение решалось численно:

$$\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi F}{c} L_1 \sqrt{\epsilon_{1\text{эфф}}}\right) \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi F}{c} L_2 \sqrt{\epsilon_{2\text{эфф}}}\right) - \frac{Z_2}{Z_1} = 0 \quad (6)$$

Для этого в изначальное уравнение ввели параметр  $k = \frac{L_1}{L_1 + L_2}$  – относительную длину высокоомного участка, и уравнение приобрело следующий вид:

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} Fk \sqrt{\frac{\varepsilon_{2\text{эфф}}}{\varepsilon_{1\text{эфф}}}}\right) \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} F(1-k)\right) - \frac{Z_2}{Z_1} = 0 \quad (7)$$

Решения приведены на рис. 3, где по оси абсцисс отложен параметр  $k$ , а по оси ординат нормированная частота. Штрихами обозначены результаты для второй моды, сплошной линией – для первой.

Из рис. 3 следует, что для достижения максимального сдвига частоты второй моды относительно первой, а следовательно, и максимально широкой полосы заграждения следует длину высокоомного и низкоомного участков МПР делать одинаковой.

Следующим объектом исследования стал четвертьволновый резонатор с варакторной перестройкой частоты и перестраиваемого фильтра на его основе.

Теоретическое исследование четвертьволнового резонатора проводилось численным расчетом одномерной модели, составленной из последовательно соединенных регулярных участков микрополосковых линий, параметры которых определялись в квазистатическом приближении. Обнаружено, что с увеличением скачка волнового сопротивления отрезков линий передачи, образующих МПР, растет отношение  $F_{C=0}/F_{C=\infty}$ , а значит, увеличивается и диапазон перестройки резонатора.

Экспериментальная проверка полученных результатов проводилась на четырех образцах, изготовленных на подложке из поликора ( $\varepsilon=9.8$ ) толщиной 1 мм, у которых длина полоскового проводника была равной 20 мм. Перестройка МПР осуществлялась одним и тем же варактором 3А637Г-6, соединяющим конец полоскового проводника с экраном. На рис. 4 показаны зависимости относительной перестройки резонансной частоты МПР от прило-

женного к варактору напряжения  $U$ . Кривые (1) и (2) построены для образцов с регулярными проводниками шириной 5 и 0.5 мм соответственно, а кривые (3) и (4) – для нерегулярных МПР, у которых  $w_1=5$  мм,  $w_2=0.5$  мм, при отношении электрических длин регулярных отрезков соответственно  $\theta_2 \approx \theta_1$  и  $\theta_2 \approx \theta_1/2$ . Следует отметить, что наблюдаемые на вольт-частотных характеристиках небольшие «изломы» отражают вольт-фарадную характеристику используемых в эксперименте варакторов. Из рисунка видно, что в случае использования регулярного резонатора его перестройка увеличивается с уменьшением ширины полоскового проводника. Это связано с соответствующим уменьшением погонной емкости микрополосковой линии, образующей МПР, которая, очевидно, шунтирует емкость варактора. Видно также, что при уменьшении ширины проводника в 10 раз (с 5 до 0.5 мм) относительная перестройка МПР возрастает всего лишь на 1/3. Однако в нерегулярном резонаторе при таком же по величине скачке ширины полоскового проводника и правильном выборе соотношения электрических длин его регулярных участков перестройка увеличивается в три раза.

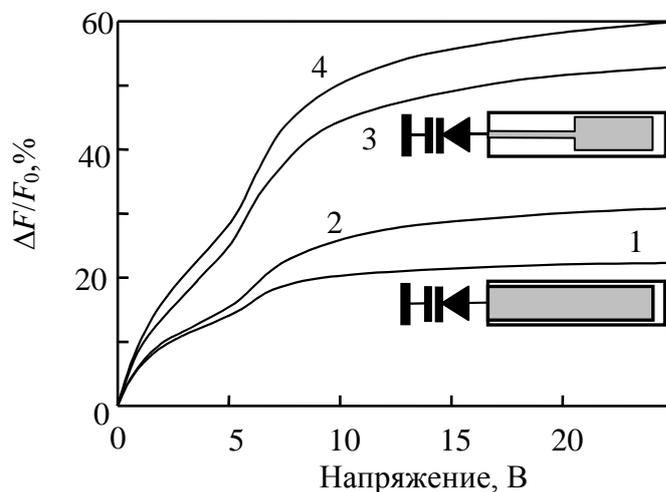


Рис. 4. Зависимость относительной перестройки резонансной частоты МПР от приложенного к варактору напряжения.

Полученные результаты были использованы при создании микрополоскового фильтра с октавной перестройкой частоты. Была предложена конструкция фильтра, выполненная на гибридной подложке. В этом случае от-

резки линий МПР с высоким волновым сопротивлением изготавливаются на подложке с меньшей диэлектрической проницаемостью, а участки линий с низким сопротивлением – на подложке с высокой проницаемостью. В подтверждение вышесказанному на рис. 5 представлены АЧХ фильтра, гибридная подложка которого составлена из пластин двух материалов – поликора ( $\epsilon=9.8$ ) и керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ). Характеристики построены при различных значениях емкости варактора. При этом параметры топологии проводников фильтра были подобраны так, чтобы ширина полосы пропускания  $\Delta F_3 \approx 70$  МГц оставалась неизменной во всем диапазоне перестройки устройства. Видно, что центральная частота такого фильтра  $F_0$  изменяется уже в пределах больше октавы (0.58-1.27 ГГц).

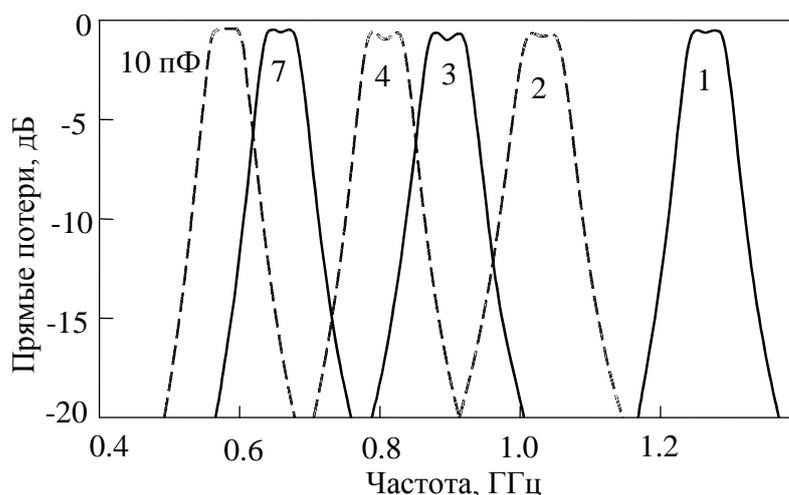


Рис. 5. АЧХ перестраиваемого фильтра на гибридной подложке при различных значениях емкости варакторов.

**Третья глава** посвящена исследованию конструкции управляемого делителя мощности. Предложено две конструкции, показанные на рис. 6.

Принцип действия делителя следующий. Каждый канал делителя представляет собой перестраиваемый полосовой фильтр. При одинаковой настройке фильтров мощность входного сигнала делится поровну между каналами. При подаче управляющего напряжения на пару варакторов одного из каналов его полоса пропускания смещается вверх по частоте, при этом частота обрабатываемого сигнала попадает на склон полосы пропускания, что

приводит к отражению сигнала от входа управляемого канала, тем большому, чем больше вышеупомянутое смещение полосы пропускания канала по частоте. Отраженная при этом мощность поступает во второй канал. Последнее обстоятельство является достоинством подобной конструкции, т.к. оно позволяет разрабатывать делители с высоким коэффициентом полезного действия.

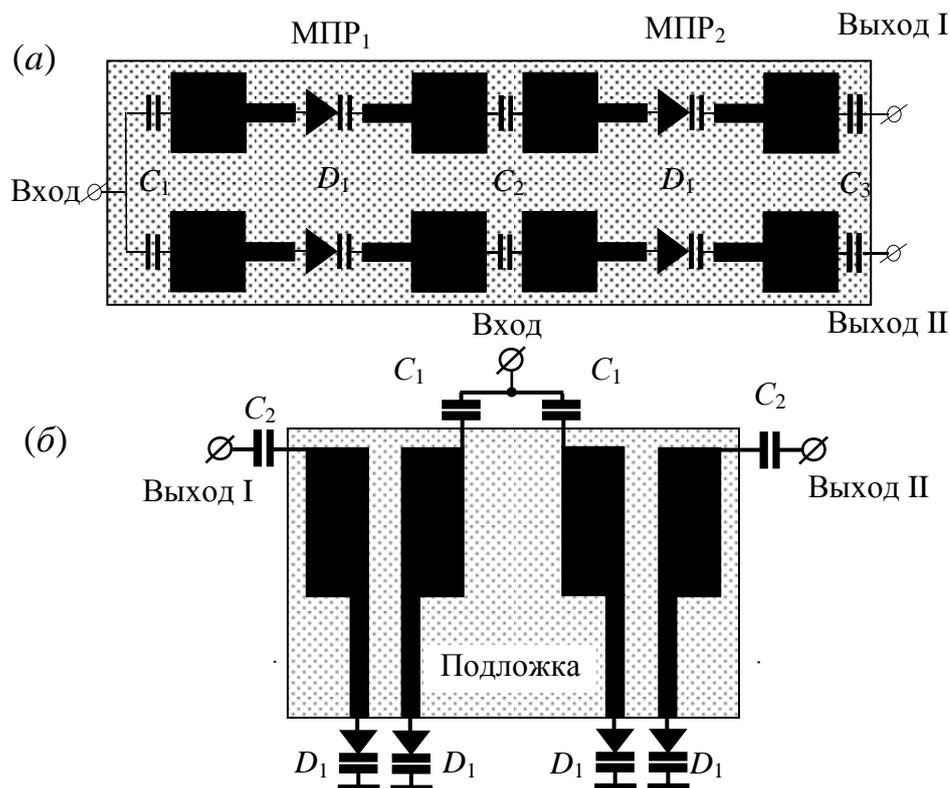


Рис. 6. Конструкция электрически управляемого двухканального делителя мощности на основе полуволновых резонаторов (а) и четвертьволновых резонаторов (б).

В качестве примера на рис. 7 представлены амплитудно-частотные характеристики рассмотренного устройства со следующими конструктивными параметрами. Подложка толщиной  $h = 1$  мм имеет относительную диэлектрическую проницаемость  $\epsilon = 9.8$ . Ширина полосковых проводников наружных, низкоомных участков резонаторов  $w_1 = 3$  мм, а их длина  $L_1 = 17.3$  мм. Ширина полосковых проводников внутренних, высокоомных участков МПР  $w_2 = 1$  мм, при их длине  $L_2 = 17.3$  мм. Величины емкостей связи следующие:  $C_1 = 1.5$  пФ,  $C_2 = 0.75$  пФ, а  $C_3 = 1.5$  пФ. Черными точками на рисунке пока-

заны частотные зависимости прямых, а белыми – обратных потерь для обоих каналов в случае, когда емкости всех варакторов одинаковы и равны 2 пФ. В этом случае наблюдается деление входной мощности между каналами пополам. Сплошными линиями показаны АЧХ при увеличении емкости варакторов МПР лишь во втором канале до 4 пФ, а штриховой линией показана частотная зависимость обратных потерь. Видно, что динамический диапазон исследованного делителя мощности около 30 дБ, а относительная ширина полосы рабочих частот  $\sim 5\%$ .

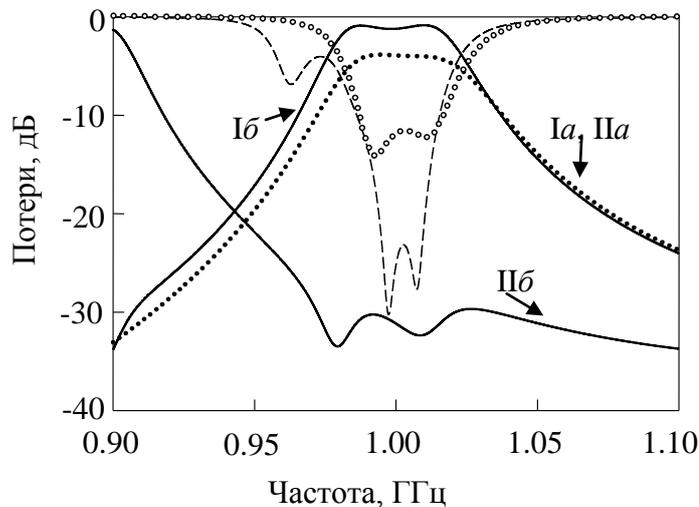


Рис. 7. АЧХ обоих каналов делителя мощности в случае деления мощности пополам между каналами (Ia и IIa) и в случае разделения мощности между каналами с коэффициентом 30 дБ (Iб и IIб).

**Четвертая глава** посвящена исследованию электрически управляемых фазосдвигающих и задерживающих устройств.

В данной главе показано, что перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр может служить управляемым фазовращателем в случае, если происходит изменение центральной частоты фильтра, или управляемой линией задержки, если происходит изменение полосы пропускания фильтра.

Первая часть главы посвящена выведению формулы позволяющей оценить величину фазового сдвига при изменении центральной частоты перестраиваемого фильтра.

Данное выражение было получено на основании того, что частотная зависимость фазы в резонансе определяется формулой [3]:

$$\phi = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{Q} \cdot \frac{(\omega/\omega_0)}{1-(\omega/\omega_0)^2}\right), \quad (8)$$

где  $Q$  – добротность резонанса,  $\omega_0$  – резонансная частота. Учитывая, что управляемый сдвиг фазы сигнала происходит при изменении резонансной частоты последней от  $\omega_{01}=\omega-\Delta\omega$  до  $\omega_{02}=\omega+\Delta\omega$ , где  $\Delta\omega \ll \omega$ , и, введя обозначение  $\Delta\omega/\omega=\delta$ , было получено следующее уравнение:

$$\Delta\phi = N \times \operatorname{arctg}(-4Q\delta) \quad (9)$$

где  $N$  – число резонаторов,  $Q$  – нагруженная добротность, а  $\delta$  – параметр перестройки, определяющий рабочую полосу управляемого фазовращателя.

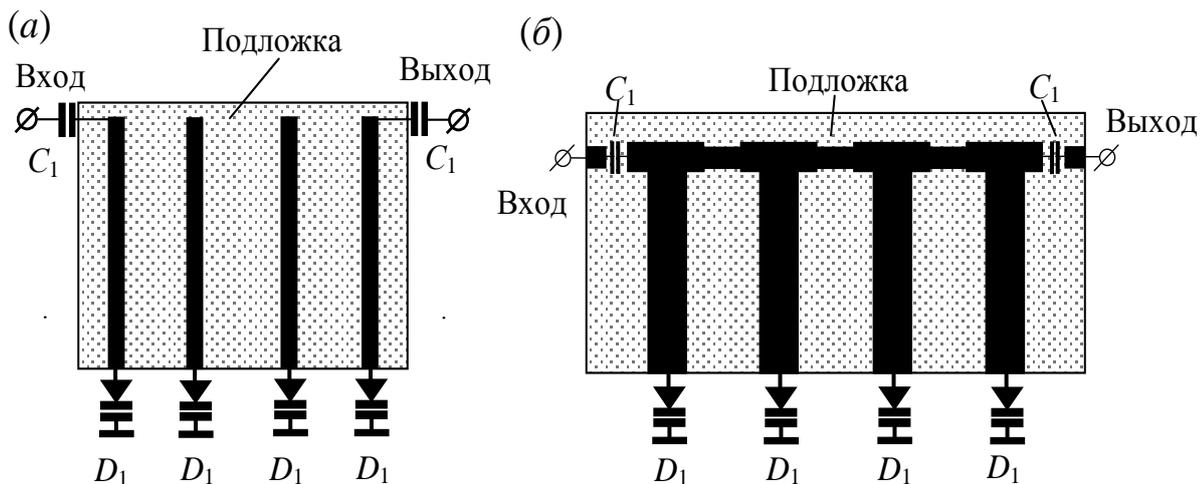


Рис. 8. Конструкции управляемых фазовращателя на основе регулярных четвертьволновых микрополосковых резонаторов (а) и нерегулярной микрополосковой линии, нагруженной на четвертьволновые шлейфы (б).

Используя полученную формулу, можно оценить величину управляемого сдвига фазы. Например, для фазовращателя с относительной шириной рабочей полосы частот 10% и относительной шириной полосы пропускания образующего его фильтра 20% максимальный допустимый сдвиг полосы составит тоже 10%, что соответствует  $\delta=0.05$ . Для фильтра с такой величиной относительной ширины полосы пропускания  $Q \approx 5$ , и из последней формулы

несложно увидеть, что  $\Delta\varphi = 45^\circ$  на один резонанс ( $N=1$ ), а для получения фазового сдвига в  $180^\circ$  потребуется 4 резонатора.

Во второй и третьей части главы предложены конструкции двух управляемых фазовращателей, представленных на рис. 8.

На рис. 9 представлены АЧХ и характеристика управляемого сдвига фазы для конструкции фазовращателя, представленного на рис. 8а, полученные при моделировании фазовращателя с рабочей полосой 10%, выполненного на основе четырехзвенного перестраиваемого фильтра с полосой пропускания 20%. Устройство достигает сдвига фазы более  $160^\circ$ , при этом из графиков видно, что в полосе частот  $1.6 \div 1.7$  ГГц характеристики устройства довольно равномерные. Полученный управляемый сдвиг фазы вполне соответствует вышеприведенной теоретической оценке.

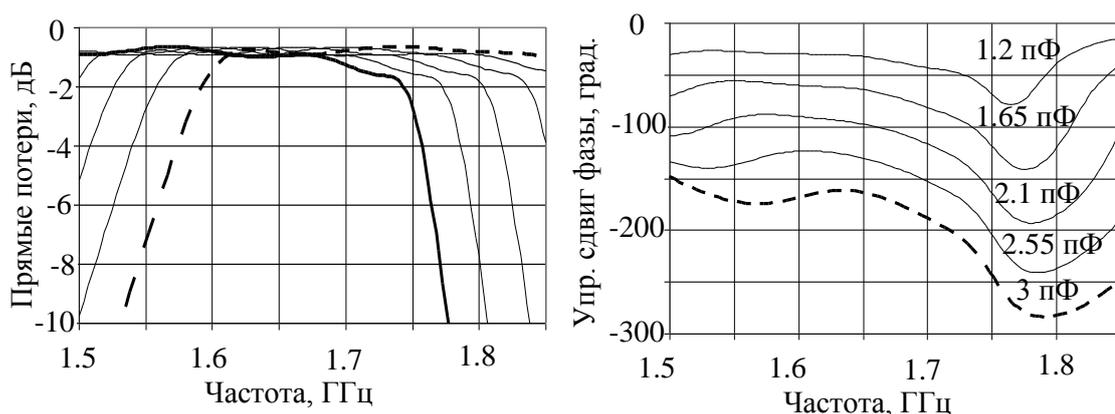


Рис. 9. АЧХ и характеристики управляемого сдвига фазы четырехрезонаторного управляемого фазовращателя для нескольких значений емкости варакторов.

На рис. 10 приведена характеристика управляемого сдвига фазы для конструкции, представленной на рисунке 8б. Этот результат был получен экспериментально на управляемом фазовращателе с рабочей полосой 15%. Данный фазовращатель создан на основе фильтра с полосой пропускания 47%, фильтр выполнен на основе нерегулярной микрополосковой линии передач, нагруженной на 4 четвертьволновых шлейфа с варакторно перестраиваемой резонансной частотой. Как видно из рисунка, полученный набег фазы составил более  $180^\circ$  при теоретической оценке  $170^\circ$ .

Для конструкции, представленной на рис. 8б, было проведено исследование влияния относительной ширины полосы пропускания на величину управляемого сдвига фазы для двух случаев. В первом из них определялась величина управляемого сдвига фазы при фиксированной отстройке центральной частоты полосы пропускания устройства, а во втором – при максимальной отстройке, которую допускает выбранная величина рабочей полосы фазовращателя. Результаты показаны на рис. 11, где сплошной линией показана первая из зависимостей, а штрихованной – вторая.

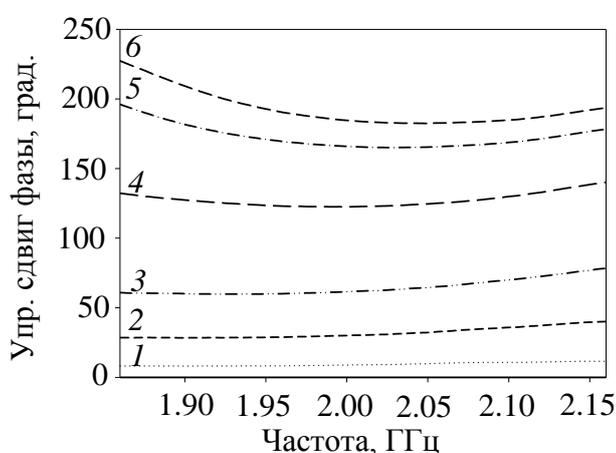


Рис. 10. Частотные характеристики управляемого сдвига фазы для нескольких значений смещающего напряжения на варакторах (1 – 0.5 В, 2 – 1.5 В, 3 – 2 В, 4 – 3 В, 5 – 4 В, 6 – 4.5 В) действующего макета устройства.

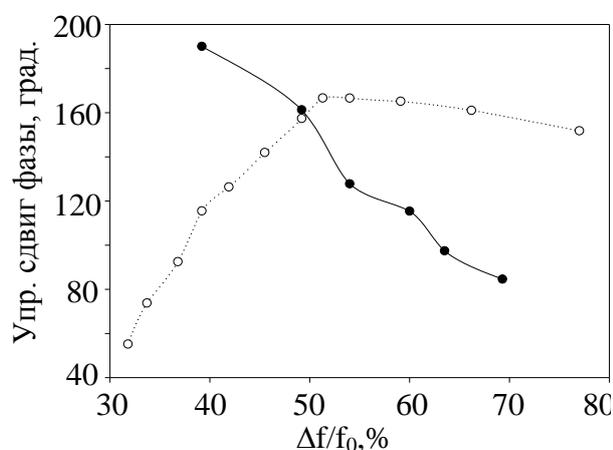


Рис. 11. Зависимости управляемого сдвига фазы от относительной ширины полосы пропускания устройства. Сплошная линия соответствует фиксированному значению отстройки центральной частоты, штрихованная – фиксированному значению рабочей частоты фазовращателя.

Видно, что величина управляемого сдвига фазы действительно зависит от ширины полосы пропускания: чем шире полоса пропускания, тем меньше сдвиг фазы при одной и той же отстройке. При этом имеется «оптимальная» величина относительной ширины полосы пропускания (около 50%), при которой можно получить максимальный управляемый фазовый сдвиг при фиксированной ширине рабочей полосы.

Также для конструкции, представленной на рис. 8б, было показано, что с точки зрения электродинамики описанное устройство представляет собой многомодовую резонансную систему. Многомодовую в том смысле, что по-

лосу пропускания устройства формируют резонансы нескольких мод колебаний, а не взаимодействующие однотипные резонансные моды разных резонаторов, как это происходит в устройстве, показанном на рис. 8а.

В четвертой части главы представлен способ создания управляемой линии задержки на основе взаимодействующих микрополосковых резонаторов с варакторно-управляемой величиной связи.

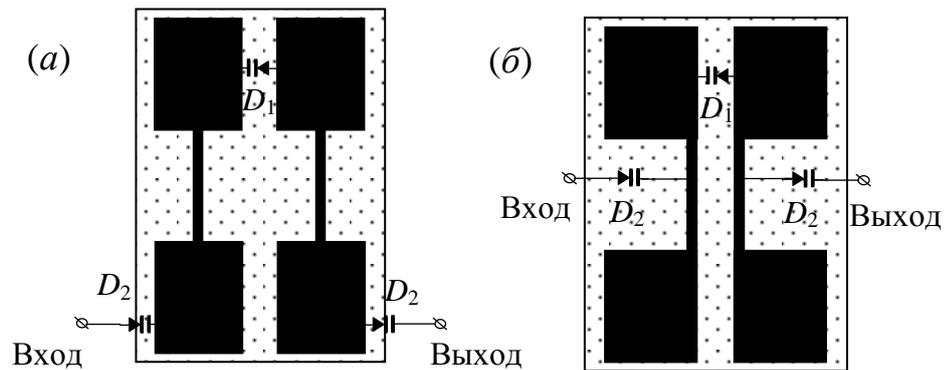


Рис. 12. Конструкции управляемой линии задержки на основе двухзвенного фильтра с нерегулярными резонаторами, компенсированной связью в полосе пропускания (а) и преимущественно индуктивной связью (б).

Показано, что, изменяя величину полосы пропускания ППФ, мы можем варьировать ГВЗ устройства.

Далее предложены две конструкции управляемых линий задержки, представленных на рис. 12. Достоинством этих конструкций двухзвенных фильтров, выполненных на нерегулярных резонаторах, является то, что, подбирая зазор между резонаторами, мы можем контролировать величины емкостной и индуктивных связей в полосе пропускания [4], тем самым определяя ширину полосы пропускания и даже полностью компенсируя ее. Так, в конструкции, представленной на рисунке 12а, в отсутствие варактора почти полностью компенсирована связь в полосе пропускания, что приводит к появлению в полосе пропускания полюса затухания. По этой причине ширина полосы пропускания данной управляемой линии задержки полностью определяется емкостью варактора. У конструкции, представленной на рис 12б, в полосе пропускания преимущественно индуктивная связь, это означает, что

при увеличении емкости варактора мы уменьшаем ширину полосы пропускания, в отличие от предыдущего случая.

На рис. 13 приведены АЧХ и характеристика ГВЗ для конструкции, приведенной на рис. 12а. Как видно из рисунка, была получена величина управляемого ГВЗ в 1.9 нс на частоте 3 ГГц.

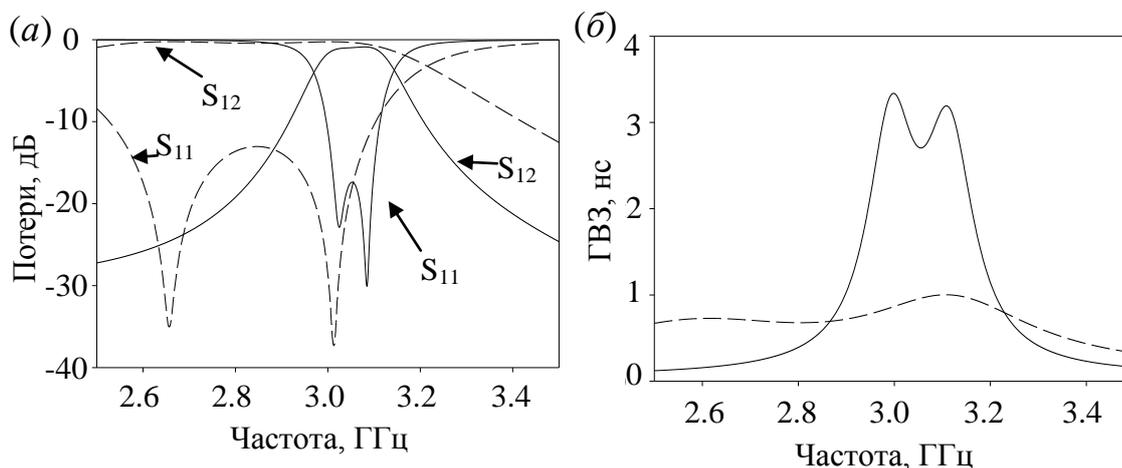


Рис. 13. АЧХ управляемой линии задержки на основе двухзвенного фильтра с компенсированной связью в полосе пропускания. Сплошная линия емкость варактора  $D_1 = 0.1$  пФ, штриховая – 1 пФ.

Для конструкции, приведенной на рис. 12а, было проведено исследование частотной зависимости величины ГВЗ для двух значений ширины полосы пропускания. Эти результаты представлены на рис. 14.

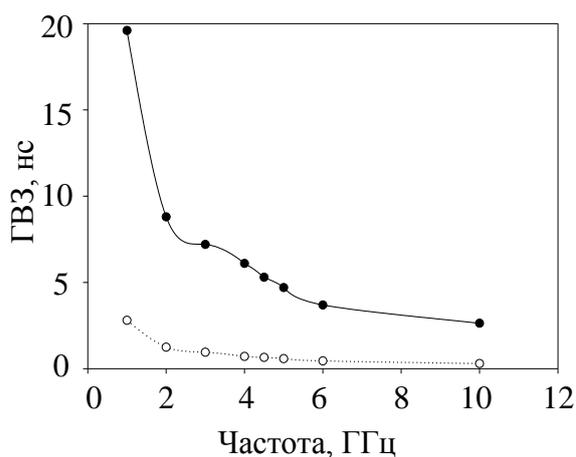


Рис. 14. Зависимость ГВЗ от центральной частоты фильтра для двух значений ширины полосы пропускания (черные точки – 1%, белые точки – 12%).

**Пятая глава** посвящена описанию метода изготовления исследуемых конструкций, а также приборов, используемых при проверке работоспособности предложенных устройств.

**В заключении** сформулированы основные результаты и выводы по диссертационной работе.

**В приложении** приводятся патенты, полученные по теме работы.

## ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Исследована зависимость поведения собственных мод четвертьволнового резонатора от его конструктивных параметров. Показано, что для достижения максимального отношения собственных частот второй и первой мод колебаний в резонаторе необходим скачок волнового сопротивления, при этом отношение частот будет увеличиваться с увеличением скачка. Максимальное отношение частот достигается, когда электрическая длина высокоомной части резонатора равна электрической длине низкоомной части резонатора.

2. Показано, что для четвертьволнового резонатора с варакторным управлением увеличения перестройки центральной частоты можно добиться, создавая резонатор со скачком волнового сопротивления. При этом перестройка будет тем больше, чем больше будет скачок волнового сопротивления.

3. На основе нерегулярного четвертьволнового резонатора выполненного на гибридной подложке, где высокоомная часть находится на подложке с низким  $\epsilon$ , а низкоомная часть – с высоким  $\epsilon$ , создан двухзвенный перестраиваемый фильтр с перестройкой центральной частоты в пределах больше октавы.

4. Создана конструкция управляемого делителя мощности, выполненного на основе двух двухзвенных перестраиваемых фильтров с варакторной перестройкой частоты.

5. Разработаны две конструкции микрополосковых управляемых фазовращателей. В первом случае фазовращатель выполнен на основе нерегулярных четвертьволновых резонаторов с варакторным управлением. Во втором случае конструкция состоит из нерегулярной линии передачи с подключенными четвертьволновыми шлейфами с варакторным управлением.

6. Показано, что для управляемых фазовращателей на основе перестраиваемых фильтров существует оптимальная ширина полосы пропускания перестраиваемого фильтра, которая позволяет создать фазовращатель с максимальной величиной управляемого сдвига фазы.

7. Предложен способ создания управляемой линии задержки на основе взаимодействующих микрополосковых резонаторов с варакторно-управляемой величиной связи.

#### **Публикации автора по теме диссертации.**

1. Лексиков, Ан.А., Беляев, Б.А. Спектры собственных частот четвертьволнового микрополоскового резонатора // Тезисы докладов научной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых-физиков. КрасГУ. Красноярск, – 2004. – С. 45-48.
2. Беляев, Б.А., Лексиков, А.А., Лексиков, Ан.А. Оптимизированный микрополосковый фильтр с варакторной перестройкой частоты // Труды 14 Международной Крымской Конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (СГМиСо), – 2004, – С. 476-478.
3. Беляев, Б.А., Лексиков, А.А., Лексиков, Ан.А. Микрополосковый электрически управляемый двухканальный делитель мощности СВЧ // Материалы Всероссийской научно-практ. конференции «Электронные средства и системы управления», – 2003. – С. 78-80.
4. Беляев, Б.А., Лексиков, Ан.А. Микрополосковый электрически управляемый двухканальный делитель мощности СВЧ // Тезисы VII Всероссийской научной конференции с международным участием «Решетневские чтения», – 2003. – С. 86-87.
5. Беляев, Б. А., Лексиков, А.А., Лексиков, Ан. А. Электрически управляемый делитель мощности на основе микрополосковых четвертьволновых резонаторов // Материалы Международной научно-практ. конференции «Электронные средства и системы управления», – 2004. – С. 90-92.
6. Беляев, Б.А., Лексиков, Ан. А. Варакторно-управляемые устройства СВЧ на основе отрезков микрополосковых линий // Всероссийская с международным участием научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники», – 2005. – С. 105-107.

7. Беляев, Б.А., Лексиков, Ан. А. Электрически управляемый фазовращатель. // Материалы докладов VIII Всероссийской научной конференции с международным участием, посвященной 80-летию со дня рождения Генерального конструктора ракетно-космических систем академика Михаила Федоровича Решетнева, – 2004. – С. 111.
8. Лексиков, Ан.А. Управляемые устройства, основанные на четвертьволновых микрополосковых резонаторах с варакторной перестройкой частоты // Тезисы проектов всероссийского конкурса на лучшие научные работы студентов по техническим наукам, – 2004. – С. 475-477.
9. Лексиков, Ан.А. Управляемые устройства, основанные на четвертьволновых микрополосковых резонаторах с варакторной перестройкой частоты // Материалы итоговой конференции всероссийского конкурса на лучшие научные работы студентов по естественным, техническим наукам и инновационным научно-образовательным проектам, – 2004. – С. 146-149.
10. Беляев, Б.А., Лексиков, Ан. А. Варакторно-управляемые устройства СВЧ на основе отрезков микрополосковых линий // Тезисы всероссийской с международным участием научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники», – 2005. – С. 143-145
11. Беляев, Б.А., Лексиков, Ан. А., Лексиков, А.А. Резонансный микрополосковый управляемый фазовращатель // Труды Третьей международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», – 2005. – С. 74-77.
12. Пат. 2258280 Российская Федерация. Управляемый делитель мощности. МПК Н 01 Р 5/12. Управляемый делитель мощности / Беляев Б.А., Лексиков А.А., Лексиков А.А.; опубл. 10.08.05.
13. Пат. 2298266 Российская Федерация. Управляемый фазовращатель. МПК Н 01 Р 1/185. Управляемый фазовращатель / Беляев Б.А., Лексиков А.А., Лексиков А.А.; опубл. 27.04.07.
14. Беляев, Б.А., Лексиков, А.А., Сержантов, А. М., Шабанов, В.Ф. Физические основы создания электрически управляемых микрополосковых устройств. // Известия вузов. Физика. – 2008. – № 9. – С. 36-46.

#### ЦИТИРОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Romanofsky, R.R. Array Phase Shifters: Theory and Technology. –2007. – Р. 32
2. Беляев, Б. А., Тюрнев, В.В. и др. // Препринт Института физики СО АН № 448Ф, Красноярск, – 1987. – 44 с.
3. Горелик, Г.С. Колебания и волны // Государственное издательство физико-математической литературы, М. – 1959.– 102 с.
4. Беляев, Б.А., Лалетин, Н.В., Лексиков, А.А. Коэффициенты связи нерегулярных микрополосковых резонаторов и частотно-селективные свойства двухзвенной секции на их основе // Радиотехника и Электроника. – 2002. – Т. 47. – № 1. – С. 14-23.

Подписано в печать 15.11.11.

Формат 60×85/16, усл. печ. л. 1

Тираж 70 экз. Заказ

Отпечатано в типографии Института физики СО РАН,  
660036, Красноярск, Академгородок 50/38, ИФ СО РАН