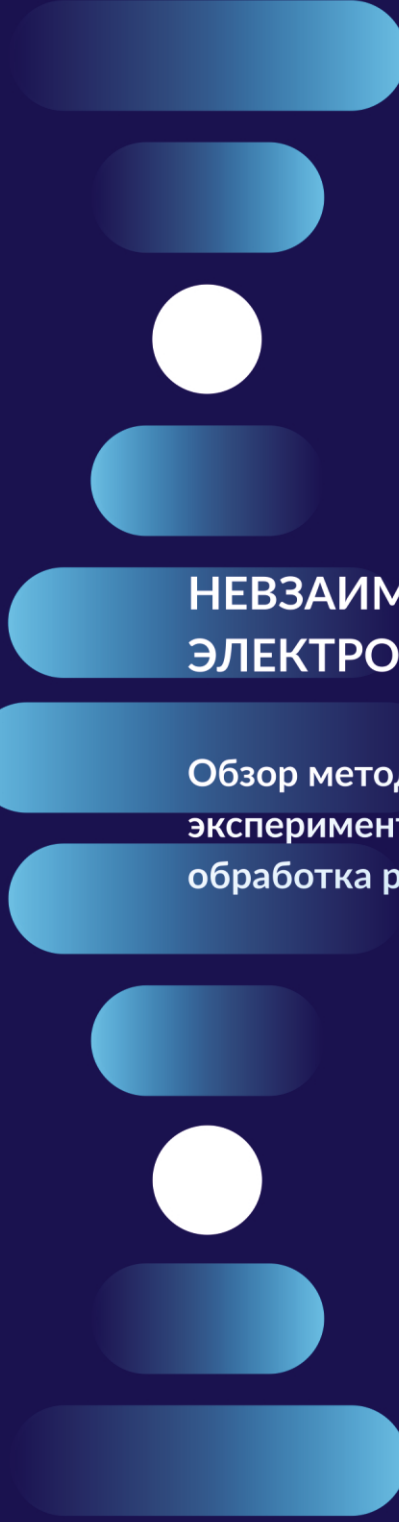




## НЕВЗАИМНОЕ ОБРАТНОЕ РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН



А.Г. Лоцилов, Н.Д. Малютин,  
Э.В. Семенов, А.Н. Сычев,  
В.А. Суторихин, Е.И. Тренкаль,  
В.С. Поздняков, Чинь То Тхань,  
А.А. Арутюнян, Н.М. Ахраров,  
Г.А. Малютин

### НЕВЗАИМНОЕ ОБРАТНОЕ РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Обзор методов исследования,  
экспериментальная техника обнаружения,  
обработка результатов измерений

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники

*60-летию Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники  
(Томского института радиоэлектроники  
и электронной техники) посвящается*

**А.Г. Лоцилов, Н.Д. Малютин, Э.В. Семенов,  
А.Н. Сычев, В.А. Суторихин, Е.И. Тренкаль,  
В.С. Поздняков, Чинь То Тхань, А.А. Арутюнян,  
Н.М. Ахраров, Г.А. Малютин**

**НЕВЗАИМНОЕ ОБРАТНОЕ РАССЕЯНИЕ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН:  
ОБЗОР МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ,  
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ТЕХНИКА ОБНАРУЖЕНИЯ,  
ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ**

Томск  
В-Спектр – 2021

**УДК 621.37; 391.82**

**ББК 32.845.7**

**Л 81**

**Л 81** Лошилов А.Г., Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н., Суторихин В.А., Тренкаль Е.И., Поздняков В.С., Тхань Чинь То, Арутюнян А.А., Ахраров Н.М., Малютин Г.А. Невзаимное обратное рассеяние электромагнитных волн: обзор методов исследования, экспериментальная техника обнаружения, обработка результатов измерений. – Томск: В-Спектр, 2021. – 156 с.  
ISBN 978-5-91191-470-7

Представлен обзор современных устройств, антенн и отражателей с невязными свойствами, методы моделирования и экспериментального исследования поляризационных характеристик частично невязных сред, а также пространственно модулируемых элементов метасред. Дано описание установок для измерения частично невязных матриц рассеяния электромагнитных волн. Рассмотрены конструкции устройств для проведения экспериментальных исследований невязности, в том числе имеющих нелинейные свойства.

Для широкого круга специалистов в области радиофизики, проектирования систем радиолокации, устройств СВЧ для проведения экспериментальных исследований при создании RFID, метасред, а также установок, предназначенных для измерения матриц обратного рассеяния.

УДК 621.37; 391.82

ББК 32.845.7

**Рецензенты:** *Д.Я. Суханов*, доктор физико-математических наук, профессор каф. радиофизики Национального исследовательского Томского государственного университета;  
*А.В. Филатов*, доктор технических наук, профессор каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры ТУСУРа

**ISBN 978-5-91191-470-7**

© А.Г. Лошилов и др., 2021

© Том. гос. ун-т систем управления  
и радиоэлектроники, 2021

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	6
Литература к введению.....	8
1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕВЗАИМНЫХ СВОЙСТВ. УСТРОЙСТВА, АНТЕННЫ И ОТРАЖАТЕЛИ С НЕВЗАИМНЫМИ СВОЙСТВАМИ (ОБЗОР).....	11
1.1. Общие замечания.....	11
1.2. Радиолокационные отражатели с управляемыми поляризационными свойствами.....	12
1.3. Среды с пространственно-временной модуляцией.....	14
1.4. Метаматериалы.....	18
1.5. Невзаимный волновой перенос и реализация усиливающих сред.....	21
1.6. Невзаимность антенн.....	22
1.7. Кроссполяризационные преобразователи.....	24
1.8. Выводы.....	31
Литература к главе 1.....	33
2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТИЧНО НЕВЗАИМНЫХ СРЕД.....	35
2.1. Введение.....	35
2.2. Поляризационные инварианты для асимметричной матрицы рассеяния.....	35
2.3. Полная группа инвариантов как функции квадратур элементов матрицы рассеяния.....	37
Максимальная поляризация.....	37
Угол ориентации.....	38
Угол эллиптичности.....	38
Скачковый угол.....	38
Характеристический угол.....	38
Абсолютная фаза.....	39
Угол невзаимности.....	39
Разность абсолютных фаз.....	39
2.4. Выводы.....	39
Литература к главе 2.....	40
3. СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ РАДИОЧАСТОТНЫХ ИМПУЛЬСОВ.....	42
3.1. К определению матрицы обратного рассеяния.....	42
3.2. Описание стенда.....	44
3.3. Результаты измерений.....	48
3.4. Экспериментальное исследование невзаимного управляемого устройства.....	51
3.4.1. Конструкция устройства.....	52
3.4.2. Результаты измерений частотных характеристик.....	54

3.4.3. Результаты измерения матрицы обратного рассеяния .....	57
Выводы.....	62
Литература к главе 3 .....	63
<b>4. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕВЗАИМНОГО ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ КРИСТАЛЛАМИ НИОБАТА ЛИТИЯ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ В НИХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ КОЛЕБАНИЙ .....</b>	<b>66</b>
4.1. Вводные замечания .....	66
4.2. К определению невязимности обратного рассеяния .....	67
4.3. Установка для исследования обратного рассеяния.....	69
4.4. Модель обратного рассеяния .....	71
4.5. Экспериментальные результаты.....	78
Выводы.....	81
Литература к главе 4 .....	83
<b>5. ИЗМЕРЕНИЕ МАЛОЙ НЕВЗАИМНОСТИ ОБЪЕКТОВ .....</b>	<b>85</b>
Введение .....	85
5.1. Определение и количественная мера невязимности.....	86
5.2. Некорректность задач по вычислению мер невязимности. Модификации меры невязимности для устранения некорректности.....	87
5.3. Нормирование меры невязимности. Слабая, сильная и «абсолютная» невязимность.....	88
5.4. Зависимость невязимности от выбора тестовых сигналов. «Антивзаимность».....	88
5.5. Пример объекта для модельного и экспериментального исследования.....	89
5.6. Определение меры невязимности по компьютерной модели выбранного объекта .....	90
5.7. Влияние разницы импедансов присоединительных цепей на порог обнаружения невязимности .....	91
5.8. Экспериментальное измерение меры невязимности .....	92
Заключение .....	93
Литература к главе 5 .....	95
<b>6. СИНТЕЗ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ГЕТЕРОГЕННЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ .....</b>	<b>97</b>
Введение .....	97
6.1. Конструкции и модель связанных линий.....	99
6.2. Методика и результаты синтеза конструкций с заданным отношением фазовых скоростей синфазных и противофазных волн.....	109
Заключение .....	112
Литература к главе 6 .....	113
<b>7. ОСОБЕННОСТИ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ СИНФАЗНЫХ И ПРОТИВОФАЗНЫХ ВОЛН С НЕРАВНЫМИ ФАЗОВЫМИ СКОРОСТЯМИ В СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ.....</b>	<b>115</b>

Введение.....	115
7.1. Устройство и схема измерения .....	117
7.2. Экспериментальные результаты.....	118
7.3. Анализ волн в связанных линиях .....	121
7.4. Обсуждение результатов.....	124
Заключение .....	125
Литература к главе 7 .....	126
<b>8. ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ЗВЕНЬЯ</b>	
<b>ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ</b>	
<b>НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА .....</b>	<b>128</b>
Краткий обзор.....	128
8.1. Моделирование корректирующих звеньев ППФ	
на связанных линиях .....	129
8.2. Результаты расчета и эксперимента .....	133
Выводы .....	136
Литература к главе 8 .....	138
<b>9. ЗВЕНЬЯ ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ</b>	
<b>С ГЕТЕРОГЕННЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ</b>	
<b>СО СПЕЦИАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ .....</b>	<b>140</b>
9.1. Краткий обзор.....	140
9.2. Постановка задачи.....	144
9.3. Частотные характеристики – вырождение всепропускающих	
свойств.....	145
9.4. Обсуждение результатов .....	150
Литература к главе 9 .....	151
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>154</b>

## Введение

Одним из стимулов для подготовки монографии послужило успешное выполнение проекта «Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам» [B1–B3]. Основным результатом указанного проекта явилось создание двух макетов РСА ДЗЗ в L- и X-диапазонах, обеспечивших разрешение 0,5 м в L-диапазоне и 0,25 м в X-диапазоне. Аппаратное обеспечение РСА разработано сотрудниками ТУСУРа и АО «НПФ «Микран» [B4–B6], изготовление приемопередатчиков и антенн – АО «НПФ «Микран» [B7], выполнявшего роль индустриального партнера. Обработка радиолокационных сигналов проводилась посредством программного обеспечения, созданного сотрудниками НИИ точных приборов, г. Москва [B8, B9]. В проекте решено несколько важных задач: разработаны и изготовлены полупроводниковые усилители L- и X-диапазонов с выходной мощностью 250 Вт и полосой усиливаемых ЛЧМ-сигналов соответственно 300 и 600 МГц; разработаны и изготовлены приемопередающие модули с низким уровнем фазовых шумов; антенна L-диапазона двух поляризаций, косекансная антенна X-диапазонов. Решены задачи управления мощностью передатчиков, излучаемой полосой частот, изготовлена система микронавигации. Тем не менее анализ полученных результатов проекта создания РСА ДЗЗ показал, что имеются еще неиспользованные резервы увеличения функциональных возможностей РСА, которые связываются с применением поляризационных параметров электромагнитных волн, и, предположительно, возможностью радиолокационного обнаружения и выделения объектов и пространственных зон с невзаимными свойствами обратного рассеяния радиоволн на фоне «взаимных» объектов. Результатом таких исследований могут быть способы оценки матрицы обратного рассеяния  $\mathbf{Sm}$  радиолокационных объектов, создание устройств и систем, использующих информацию о  $\mathbf{Sm}$  [B10–B15].

Еще одна веская причина обращения к теме данной работы состоит в том, что в последние годы возрос интерес к созданию метасред и их элементов, обладающих невзаимными свойствами [B16–B8]. В связи с этим ведется поиск новых и совершенствование известных способов управления параметрами элементов, входящих в метасреды. Метасреды при использовании их в составе систем связи, радиолокации или в качестве объекта исследований рассматриваются как некая фильтрующая среда при работе «на просвет» или как отражающая среда при функционировании в режиме «на отражение» [B9–B15]. Исследование невзаимных свойств обратного рассеяния различных объектов в условиях лабораторий потребовало создания экспериментальных установок [B16–B26] и программного обеспечения для обработки результатов экспериментов и построения матриц рассеяния [B27].

В предлагаемой читателю книге изложены материалы, являющиеся предметом НИР под названием «Радиофизические исследования взаимных и невзаимных эффектов обратного рассеяния радиоволн в задачах зондирования Земли, определения местоположения излучателей методами пассивной радиолокации и развитие численных методов при моделировании электромагнитных полей, радиолокационных систем и их компонент» (проект № FEWM-2020-0039 от 01.03.2020 г.).

Монография предназначена для специалистов достаточно широкого круга, занятых решением задач радиолокации, интернета вещей (IoT), связи, радиофизики. Преследуется цель стимулировать интерес студенческой и аспирантской аудитории к излагаемым вопросам, а для инженеров и научных сотрудников в области создания радиотехнической аппаратуры дать информацию о проведении экспериментальных и теоретических исследований по проблеме обратного рассеяния и невзаимности в возможно более широком представлении.

Книга подготовлена авторским коллективом, при этом следует отметить, что наибольший вклад в отдельные главы внесли следующие сотрудники, аспиранты и студенты: глава 1 – А.Н. Сычев; глава 3 – А.Г. Лоцилов, В.С. Поздняков, Е.И. Тренкаль, Г.А. Малютин; глава 4 – В.А. Суторихин, В.С. Поздняков, А.А. Аругюнян, глава 5 – Э.В. Семенов; глава 6 – Чинь То Тхань, Г.А. Малютин; глава 7 – А.Н. Сычев, Е.И. Тренкаль; глава 8 – А.Г. Лоцилов, Чинь То Тхань, Г.А. Малютин; глава 9 – Чинь То Тхань, А.М. Ахраров. Научное редактирование осуществил Н.Д. Малютин. Материалы главы 2 подготовлены к.т.н. В.И. Карнышевым на основе [B28] и перевода статьи [B15], ставшей основой для разработки программы для ЭВМ [B27], которая используется в практике исследований. Авторы приносят благодарность В.А. Хлусову, чьи идеи стали отправной точкой начала работ по сформулированной им проблеме. Мы также отмечаем помощь и участие в обеспечении экспериментов со стороны М.Е. Ровкина, ряда сотрудников АО НПФ «Микран» и ЦКП «Импульс» ТУСУРа.

*От авторов – Н.Д. Малютин*



## Литература к введению

В1. Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам: отчет о ПНИЭР по теме «Выбор направлений исследований и разработка основных конструкторско-технических решений РСА ДЗЗ» (промежуточный этап 1) / Рук. М.Е. Ровкин. Рег. № АААА-А17-117102750005-3. – Томск, 2017.

В2. Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам: отчет о ПНИЭР по теме «Изготовление макета РСА ДЗЗ, проведение предварительных экспериментальных исследований» (промежуточный этап 2) / Рук. М.Е. Ровкин. Рег. № АААА-Б18-218091790023-0. – Томск, 2018.

В3. Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам: отчет о ПНИЭР по теме «Доработка макета РСА, проведение экспериментальных исследований и подтверждение заданных требований в составе БПЛА» (заключительный этап 2) / Рук. М.Е. Ровкин. Рег. № АААА-Б18-218091790023-0. – Томск, 2019.

В4. High-resolution lightweight dual-frequency aircraft synthesized aperture radar for remote-sensing of the earth: implementation experience and development prospects / M.E. Rovkin, M.S. Samuleev, N.D. Malyutin, R.V. Ermakov, I.V. Djakov, M.Yu. Dostovalov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 919(2):0220572020, 2020. – DOI: 10.1088/1757-899X/919/2/022057.

В5. Ровкин М.Е. Бортовая аппаратура РЛС с синтезированной апертурой для дистанционного зондирования Земли L- и X-диапазонов с повышенным разрешением: требования и реализация // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – № 1-1. – С. 509–510.

В6. Ровкин М.Е. Разработка, исследование и испытание бортовой аппаратуры РЛС с синтезированной апертурой для дистанционного зондирования земли L- и X-диапазонов // Электронные средства и системы управления: матер. докладов междунар. науч.-практ. конф. – 2019. – Т. 1, № 1-1. – С. 20–25.

В7. Shabash A.V. Modular power amplifier for transmitter of x-band aircraft high resolution SAR for earth remote sensing / A.V. Shabash, M.E. Rovkin, A.V. Komendantenko // Proceedings – 2019. Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2019. – 2019. – P. 412–415.

В8. Modern Tendencies in the Development of Airborne Synthesized Aperture Radars for Remote Sensing of the Earth / S.L. Vnotchenko, T.G. Moussiniants, R.V. Ermakov, M.E. Rovkin // XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). – 2018. – P. 439–443. – DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545651.

В9. Aviation four-band radar complex «COMPACT» – features, results and development prospects / S.L. Vnotchenko, M.Yu. Dostovalov, A.V. Dyakov, et al. // Proceedings

of the XXVIII Russian Symposium: Radar Investigations of Natural Environments. – St. Petersburg, 2013. – Vol. 1. – P. 34–44.

B10. Khlusov V.A. Monostatic radar sensing of partially non-reciprocal mediums backscatter / V.A. Khlusov, P.V. Vorob'ov // *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* – 2021. – Vol. 35(13). – P. 1687–1698. – DOI: 10.1080/09205071.2021.1892533.

B11. Хлусов В.А. Совместная оценка координатных и поляризационных параметров радиолокационных объектов // 28-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018): матер. конф. – 2018. – С. 1671–1677.

B12. Purik D. Polarimetric SAR with simultaneous backscattering matrix estimation / D. Purik, L.P. Ligthart, V.A. Khlusov / *Conference Proceedings – 2nd European Radar Conference. EURAD–2005.* – Paris, 2005. – P. 395–398.

B13. Хлусов В.А. Преобразование поляризационного базиса в радиолокационном канале // *Методы и средства дистанционного радиозондирования: сб. научных трудов МГТУ ГА.* – М., 1995.

B14. Экспериментальные измерения поляризационно-доплеровских портретов радиолокационных объектов / В.А. Бутько, Д.М. Носов, А.С. Сурков, В.А. Хлусов // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника.* – 2006. – Вып. 6. – С. 66–72.

B15. Algorithms for estimating the complete group of polarization invariants of the scattering matrix (Sm) based on measuring all Sm elements / V.I. Karnychev, V.A. Khlusov, G.S. Sharygin, L.P. Ligthart // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing.* – 2004. – Vol. 42, No. 3. – P. 529–539.

B16. Сычев А.Н. Современные устройства, антенны и отражатели с не взаимными свойствами (обзор) / А.Н. Сычев, Н.Д. Малютин // *Журнал радиоэлектроники [Электронный журнал].* – 2020. – № 11. – <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>.

B17. Taravati S. Space-time modulation: Principles and applications / S. Taravati, A.A. Kishk // *IEEE Microw. Mag.* – 2020. – Vol. 21, No. 4. – P. 30–56.

B18. Nonreciprocal Yagi-Uda filtering antennas / W.J. Zang, X.T. Wang, A.A. Alvarez-Melcon, J.S. Gomez-Diaz // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* – 2019. – DOI: 10.1109/LAWP.2019.2947847 [On-line]: <https://arxiv.org/abs/1906.06418>.

B19. Nonreciprocity in antenna radiation induced by space-time varying metamaterial cloaks / D. Ramaccia, D.L. Souna, A. Alu, F. Bilott., A. Toscano // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.* – 2018. – Vol. 17, No. 11. – P. 1968–1972. – DOI: 10.1109/LAWP.2018.2870688.

B20. Nonreciprocal metasurface with space-time phase modulation / X. Guo, Y. Ding, Y. Duan, X. Ni // [On-line]. [www.nature.com/lisa](http://www.nature.com/lisa).

B21. Al-Nuaimi M.K.T. Design of cross polarization conversion metasurface using dumbbell-like unit cell / M.K.T. Al-Nuaimi, W. Hong, A. Mahmoud // *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP).* – Xi'an. – 2017. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/APCAP.2017.8420433.

B22. Dual-band high-efficiency polarization converter using an anisotropic metasurface / B. Lin., B. Wang, W. Meng, X. Da, W. Li, Y. Fang // *IEEE Photonics Journal.* – 2020. – Vol. 12, Iss. 2. – DOI: 10.1109/JPHOT.2019.2962336.

B23. Khan M.I. Ultra-wideband cross polarization conversion metasurface insensitive to incidence angle / M.I. Khan, Q. Fraz, F.A. Tahir // *Journal of Applied Physics* 121. – 2017. – P. 045103 [On-line]: <https://doi.org/10.1063/1.4974849>.

B24. Khan M.I. Linear and circular-polarization conversion in X-band using anisotropic metasurface / M.I. Khan, Z. Khalid, F.A. Tahir // *Scientific Reports.* – 2019. –

No. 9:4552 <https://doi.org/10.1038/s41598-019-40793-2> [On-line]: <https://www.nature.com/articles/s41598-019-40793-2>.

B25. Taravati S. Full-duplex reflective beamsteering metasurface featuring magnetless nonreciprocal amplification / S. Taravati, G.V. Eleftheriades // *Nature Communications*. – July 2021.

B26. Стенд для исследования обратного рассеяния радиочастотных импульсов / Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков, А.Г. Лошилов, Н.Д. Малютин // *Приборы и техника эксперимента*. – 2021. – № 6. – С. 41–46. – DOI: 10.31857/S0032816221060069.

B27. Программа расчета полной группы поляризационных инвариантов матрицы рассеяния на основе экспериментальных данных / Е.И. Тренкаль, Н.Д. Малютин, В.С. Поздняков, А.Г. Лошилов // *Св-во на программу для ЭВМ № 2021618990*; заявл. 02 июня 2021.

B28. Карнышев В.И. Поляризационный контраст радиолокационных объектов: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 1993.

## **1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕВЗАИМНЫХ СВОЙСТВ. УСТРОЙСТВА, АНТЕННЫ И ОТРАЖАТЕЛИ С НЕВЗАИМНЫМИ СВОЙСТВАМИ (ОБЗОР)**

В настоящее время развитие радиолокации неразрывно связано с исследованиями методов формирования, излучения, приема и обработки радиочастотных и импульсных сигналов как в аналоговом, так и в цифровом виде [1.1, 1.2]. Идет постоянный поиск и усложнение видов модуляции, способов повышения информативности каналов [1.2–1.5]. Естественно, что при этом большое внимание уделяется аппаратной реализации предлагаемых методов и способов построения радиоэлектронных систем.

В настоящей главе рассмотрено состояние исследований одной из проблем – проблемы невязимных свойств устройств, антенн и отражателей под углом зрения использования этого параметра для различных практических целей, например для селекции сигналов. Приводимые ниже материалы основаны на публикации в «Журнале радиоэлектроники» [1.6], ссылка <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>.

В обзоре рассматриваются СВЧ-антенны, устройства (включая отражатели), материалы и среды с невязимными свойствами, которые из-за их уникальности и перспективности применения стали темой большого количества научных исследований и публикаций. Отмечается, что амплитудная невязимость может быть реализована не только с помощью подмагниченных ферритов и полупроводниковых усилителей, но и на основе параметрических и нелинейных структур с использованием пространственно-временной модуляции. Делается вывод о том, что поляризационная невязимость также может быть достигнута и на безмагнитных компонентах, включая варикапы, другие параметрические элементы. При анализе взаимных отражателей, выполненных как на «тонких» поверхностных структурах, так и на объемных волноводах, рассматриваются взаимные кроссполяризующие (деполяризующие) отражатели – «невидимки», преобразующие исходную поляризацию падающей волны в ортогональную поляризацию отраженной, которые могут быть построены с использованием лишь взаимных пассивных компонентов без применения невязимных (ферритовых циркуляторов, гираторов и т.п.). Совмещение поляризационных и невязимных свойств в радарных отражателях, RFID-метках и т.п. является дополнительной степенью свободы при проектировании радиоэлектронных систем нового поколения.

### **1.1. Общие замечания**

Большинство СВЧ-устройств (рис. 1.1) при моделировании представляются или двухпортовыми устройствами, т.е. четырёхполюсниками, работающими «на проход», или однопортовыми устройствами, т.е. двухполюсниками, работающими «на отражение» (отражательные и согласованные нагрузки, отражатели и поглотители).

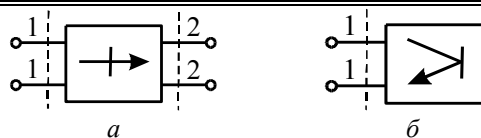


Рис. 1.1. Эквивалентные схемы СВЧ-устройств:  
*a* – проходные; *б* – отражательные

Устройства, работающие «на проход», можно разделить на взаимные и невзаимные. Невзаимность устройств может быть следующих типов: 1) амплитудная; 2) фазовая; 3) частотная (преобразование частоты, включая доплеровский сдвиг); 4) поляризационная. Как правило, «проходные» невзаимные СВЧ-устройства строятся на подмагниченных ферритах. К ним относятся вентили, циркуляторы (амплитудная невзаимность) и гираторы (фазовая невзаимность) [1.7]. Кроме того, невзаимными СВЧ-устройствами являются усилители, имеющие два порта – входной и выходной. Заметим, что существование однопортовых невзаимных отражательных устройств невозможно из-за отсутствия второго порта, что не позволяет сформировать внутри таких устройств проходной канал и тем самым обозначить в них прямое и обратное направления передачи. При этом, однопортовые отражательные усилители (на туннельных диодах или транзисторах) с коэффициентом отражения, превышающим единицу, существуют и являются весьма эффективным решением в ряде приложений, например при создании «дальнобойных» меток (тегов) радиочастотной идентификации RFID.

## 1.2. Радиолокационные отражатели с управляемыми поляризационными свойствами

В [1.8] рассматриваются рассеивающие свойства различных объектов (в том числе невзаимного рупорного отражателя) в радиолокационных диапазонах волн, которые исследуются при соблюдении условий теоремы взаимности. Создание радиолокационных отражателей с четко выраженными невзаимными свойствами позволяет решать задачу обнаружения цели с помощью поляризационных маркеров на фоне подстилающей поверхности. Такие отражатели могут быть использованы как навигационные маяки при управлении воздушным и морским транспортом, стандартные объекты при составлении спутниковых карт земной поверхности, а также в военной технике.

В предложенном радиолокационном отражателе, патент [1.9], падающее поле  $\mathbf{e}_0$  возбуждает первый и второй каналы антенны  $I$  и на их выходах формируются сигналы  $E_1$  и  $E_2$  (рис. 1.2).

Падающий сигнал на выходах каналов антенны  $I$  можно записать в виде вектора  $\mathbf{e}_0$ :

$$\mathbf{e}_0 = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix}. \quad (1.1)$$

Сигнал  $E_1$  проходит на первый циркулятор 2, фазовращатель 4, второй циркулятор 3, возбуждает второй выходной канал  $B2$  антенны 1 и излучается в пространство в обратном по отношению к полю  $\mathbf{e}_0$  направлению. Сигнал  $E_2$  проходит второй циркулятор 3, первый циркулятор 2, возбуждает первый выход  $B1$  канала антенны 1 и излучается в пространство в обратном, по отношению к полю  $\mathbf{e}_0$ , направлении. Отраженный сигнал можно записать в виде вектора

$$\mathbf{e}_p = \begin{pmatrix} E_2 \\ -E_1 \end{pmatrix}. \quad (1.2)$$

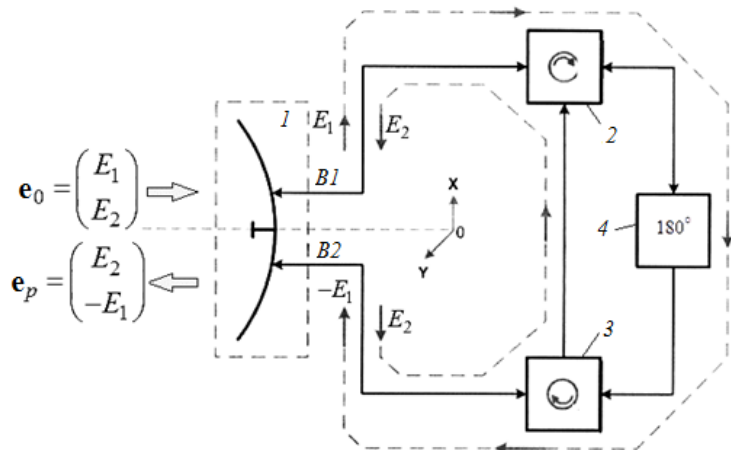


Рис. 1.2. Радиолокационный отражатель с управляемыми поляризационными свойствами: 1 – двухканальная антенна полного поляризационного приема передачи; 2 – первый циркулятор; 3 – второй циркулятор; 4 – двунаправленный фазовращатель (взято из [1.9])

Соответствие между векторами  $\mathbf{e}_0$  и  $\mathbf{e}_p$  определяется оператором  $\mathbf{S}$  в виде соотношения (1.3):

$$\mathbf{e}_p = \mathbf{S} \cdot \mathbf{e}_0 = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_2 \\ -E_1 \end{pmatrix}, \quad (1.3)$$

где  $\mathbf{S}(\Delta R)$  – матрица обратного рассеяния заявляемого радиолокационного отражателя. Из выражения (1.3) следует, что матрица рассеяния заявляемого радиолокационного отражателя имеет вид антисимметричного оператора

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.4)$$

Таким образом, показанный отражатель является фазонезвзаимным.

В [1.10] описан отражатель с управляемыми поляризационными свойствами, представляющий собой пассивную переизлучающую антенну полно-

го поляризационного «приема-передачи» электромагнитной волны, в которой установка требуемых поляризационных свойств обратного рассеяния, включая коэффициент невязности, производится путем регулировки управляемых аттенюаторов и фазовращателей, включенных в тракты прохождения поляризационно-ортогональных компонентов переизлучаемой волны, а также заданием угла ориентации фазовой пластинки в круглом волноводе облучателя переизлучающей антенны. При этом в тракты питающих фидеров антенны установлены невязные элементы – циркуляторы, обуславливающие разные пути прохождения поляризационно-ортогональных компонентов падающей волны при её обратном рассеянии. Этот отражатель может служить в качестве: 1) маркерного отражателя при решении задач навигации по пассивным маякам; 2) калибровочного отражателя при калибровке поляризационных РЛС. Он обеспечивает возможности имитации поляризационных свойств радиолокационных отражателей, в том числе с невязными свойствами обратного рассеяния электромагнитной волны.

### **1.3. Среды с пространственно-временной модуляцией**

В работе [1.11] рассмотрены принципы и применение пространственно-временной модуляции (ПВМ). Отмечается, что постоянно растущая потребность в беспроводных системах высокоскоростной передачи данных ведёт к переполнению электромагнитного (ЭМ) спектра. Эта потребность стимулирует разработку универсальных интегральных СВЧ- и КВЧ-компонентов, обладающих высокой селективностью, многофункциональностью и эффективностью. При этом требуются компоненты из класса невязных (НВ, nonreciprocity – NR) структур, обладающих дополнительными функциональными свойствами, включая генерацию частоты, усиление волны и возможность полнодуплексной связи. Было показано, что пространственно-временная (ПВ) модуляция является идеальным кандидатом для высокоскоростной передачи данных, учитывая ее исключительные возможности для техники электромагнитных волн.

Среды с пространственно-временной модуляцией (среды ПВМ, space-time modulated media, STM media) являются динамическими направляющими электромагнитными структурами, чьи основные параметры изменяются как в пространстве, так и во времени. В последнее время в научных и инженерных кругах особое внимание было обращено на ПВМ-среды. Их уникальные и экзотические свойства привели к развитию оригинальных физических концепций и новых устройств в области акустики, микроволн, терагерцевых технологий и оптики.

В 1950-х и 1960-х гг. ПВМ-среды изучались в контексте параметрических усилителей бегущей волны. В то время свойство магнитной невязности (МНВ, magnet-based nonreciprocity) было доминирующим подходом в реализации вентилях (изоляторов), циркуляторов и других невязных устройств. Однако этим устройствам свойственны громоздкость, неинтегрируемость, большая масса и плохая совместимость с высокочастотными тех-

нологиями. В последнее время тема ПВ-модуляции испытывает всплеск научного интереса благодаря необычному и уникальному свойству невязимности. ПВМ-среды устраняют проблемы, связанные с традиционными НВ-структурами, т.е. громоздкость, тяжесть и несовместимость с технологией интегральных схем на основе магнитной невязимности, ограничения по мощности для нелинейных НВ-структур, а также ограничения по частоте и по мощности для НВ-устройств на основе транзисторов. Она обеспечивает асимметричные межзонные фотонные переходы, субсветовые и сверхсветовые фазовые скорости, асимметричные диаграммы дисперсии, а также обладает возможностью для накопления энергии. В последнее время благодаря использованию уникальных свойств ПВМ были реализованы различные новые технологии, а также высокоэффективные немагнитные микроволновые и оптические компоненты, такие как вентили (изоляторы); циркуляторы; смесители частоты; метаповерхности; однонаправленные расщепители луча; невязимные антенны. В обзоре [1.11] на основе 62 источников излагаются принципы, теоретический анализ и результаты численного моделирования ПВМ-сред, а также их применение в системах связи. Структура обзора следующая: 1) принципы ПВ-модуляции; 2) синусоидальная ПВМ-среда; 3) применение ПВ-модуляции: а) немагнитные линейные вентили (magnet-free linear isolators); б) ПВМ-немагнитные циркуляторы (STM magnet-free circulator); в) приемопередающие модули (широкополосные невязимные компоненты с малыми потерями, невязимный передатчик, полнодуплексный трансивер); г) чистый смеситель частот (pure frequency mixer).

В разделе «Невязимное рассеяние» [1.11] со ссылкой на [1.12] описан эффект однонаправленности вследствие ПВ-модуляции при передаче волн через ПВМ-пластину для прямых и обратных задач. На рис. 1.3, а, б приведены соответственно численные результаты во временной и частотной областях для амплитуды электрического поля в прямой задаче. Здесь электромагнитная волна падает на квазиакустическую ПВМ-пластину, обладающую синусоидальной ПВМ с модуляцией диэлектрической проницаемости  $\delta_\epsilon = 0,3$  и неизменяемой магнитной проницаемостью  $\delta_\mu = 0$ .

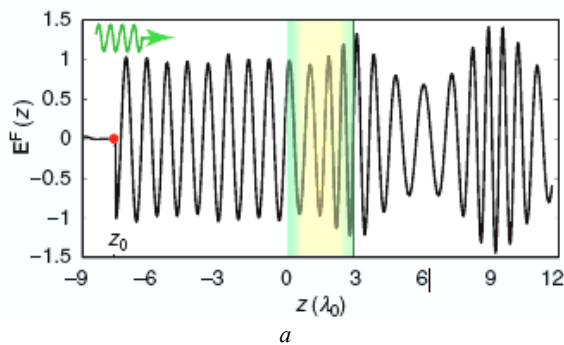


Рис. 1.3 (начало)



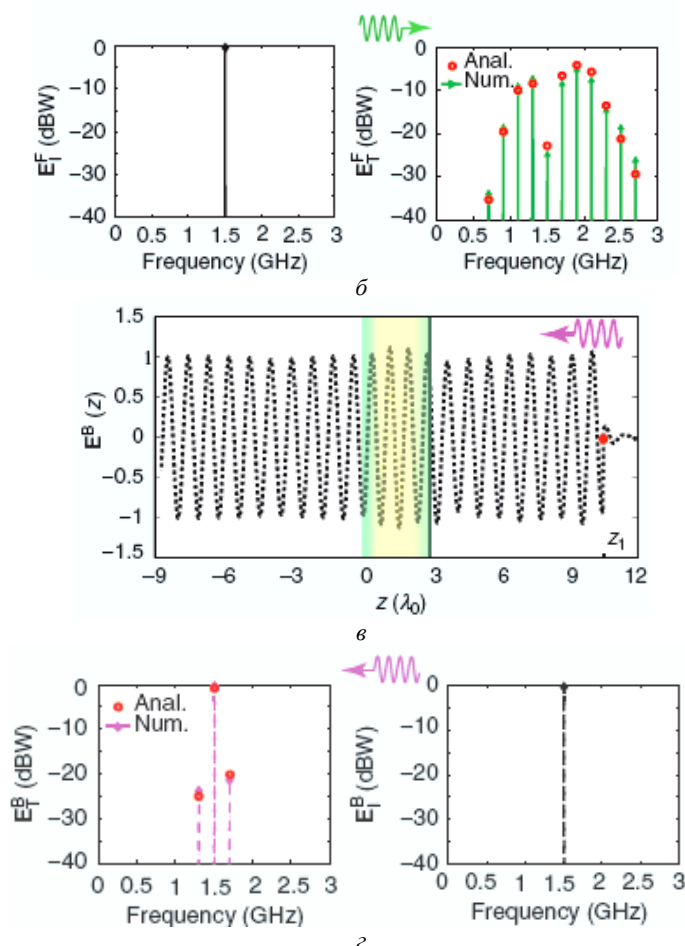


Рис. 1.3 (окончание). Аналитические и численные (Anal., Num.; FDTD) результаты для прямой и обратной задач в квазиакустическом режиме: а и в – расчетные формы сигналов FDTD, показывающие амплитуду электрической волны для прямой и обратной задач соответственно; б и г – частотный спектр падающей и прошедшей волн для прямой и обратной задач соответственно (взято из [1.11])

Из рис. 1.3 видно, что волна сильно взаимодействует со средой, и падающая мощность на  $\omega_0$  эффективно передается на ПВ-гармонике (ПВГ) на частотах  $\omega_0 \pm n\omega_m$ ,  $n \geq 1$ , оставляя слабую проходящую волну на частоте падения  $\omega_0$ . Напротив, обратная волна (рис. 1.3, в, г) проходит через пластину ПВМ со слабым взаимодействием и незначительным обменом мощностью с ПВ-модуляцией.

Эти графики показывают, что среда с ПВ-модуляцией ведет себя по-разному при прохождении прямой и обратной волн, поддерживая сильные ПВ-гармоники в прямом направлении и слабые в обратном. В разделе «Безмагнитные (magnet-free) линейные вентили» [1.11], опять же со ссылкой на

[1.12], описан квазиакустический СВЧ-вентиль (изолятор), реализованный на вышеупомянутом эффекте (рис. 1.4).

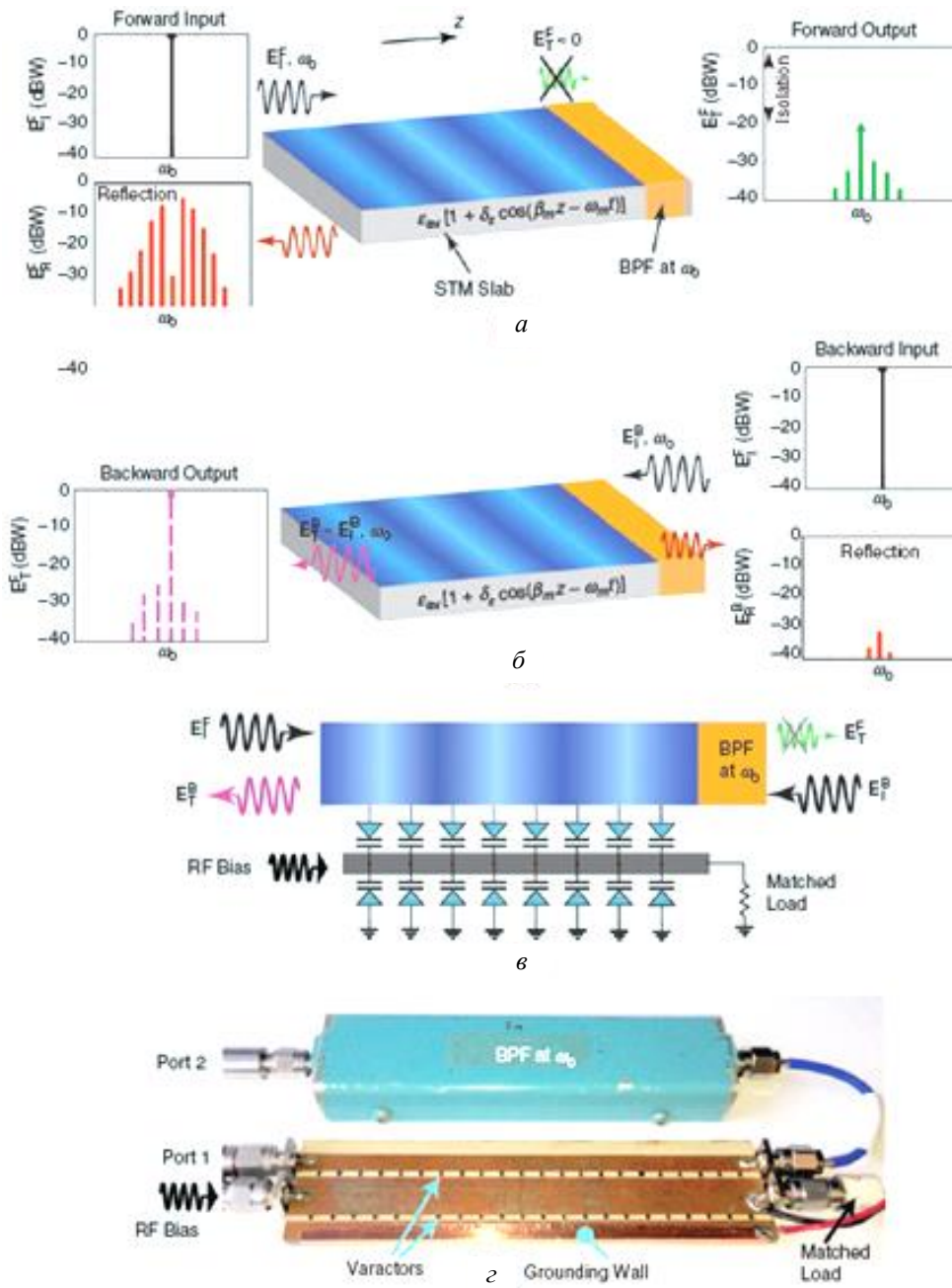


Рис. 1.4. Квазиакустический вентиль (изолятор) с ПВ-модуляцией: *а* – экспериментальные результаты для прямой передачи; *б* – экспериментальные результаты для обратной передачи; *в* – схема вентиля; *г* – фото изготовленного вентиля с полосно-пропускающим фильтром (BPF) (взято из [1.11, 1.12])

Исследовано рассеяние падающих электромагнитных волн от пластин с периодической пространственно-временной модуляцией (periodically space-time modulated slabs). Показано, что такие структуры работают как а) невзаимные генераторы гармоник (nonreciprocal harmonic generators); б) пространственно-частотные фильтры (spatial-frequency filters). При падении волны низкочастотные гармоники преобразуются в поверхностные волны, а высокочастотные передаются как пространственные волны.

В квазиакустическом (quasisonic) режиме, когда скорость пространственно-временной (ПВ) модуляции близка к скорости электромагнитных волн в фоновой среде, волна, падающая в прямом направлении, имеет сильную связь с пространственно-временной гармоникой, при этом в обратном направлении она слабо связана с другими гармониками. Эта невзаимность на квазиакустическом эффекте экспериментально продемонстрирована в СВЧ-диапазоне (см. гл. 4, содержащую результаты наших исследований).

#### 1.4. Метаматериалы

В статье [1.13] предлагается концепция структуры распределенно-модулированных конденсаторов (РМК, distributedly modulated capacitors – DMC) в виде изменяющейся во времени структуры линии передачи, обеспечивающей невзаимные характеристики передачи и связи. Невзаимность достигается за счет использования дополнительного измерения – временной дисперсии – в свойстве линии передачи (рис. 1.5). Представлена полная теория, основанная на: а) распределенном параметрическом воздействии на изменяющуюся во времени линию передачи; б) распределенных емкостных смесителей с акцентом на теоретические границы характеристик обратной изоляции и прямой передачи РМК (рис. 1.6).

Проведено моделирование и реализован прототип на печатной плате Rogers, состоящий из двух симметричных варакторных диодов на микрополосковых линиях (рис. 1.7–1.9).

Результаты измерений хорошо согласуются с теоретическим замыслом и результатами моделирования. В итоге подтверждено, что РМК обладают большим потенциалом в качестве широкополосного циркулятора с минимальными вносимыми потерями и синтезируемыми характеристиками изоляции. Он может быть интегрирован во внешнюю радиочастотную систему, что позволит передавать и принимать сигналы одновременно на одной и той же частоте.

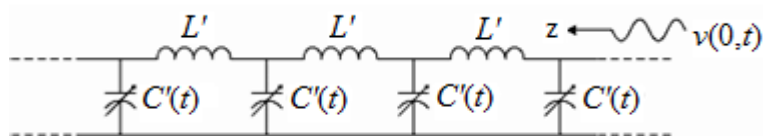


Рис. 1.5. Линия передачи с изменяющимися во времени параметрами, в которой погонная емкость является функцией времени и пространства (продольной координаты) ( взято из [1.13])

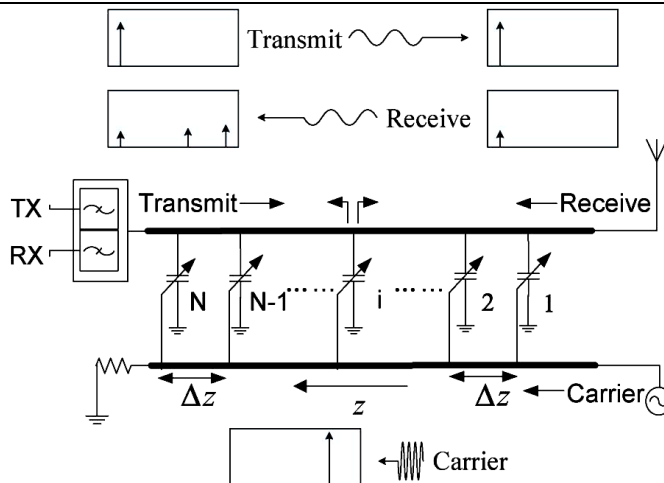


Рис. 1.6. Концепция предложенных распределенно-модулированных конденсаторов (РМК) для применения в качестве циркулятора (взято из [1.13])

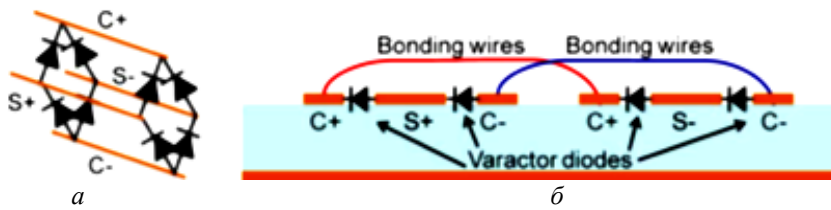


Рис. 1.7. РМК, реализованные в виде двойной балансной линии:  
 а – линия передачи с двумя блоками элементов;  
 б – микрополосковая линия с одним блоком элементов (взято из [1.13])

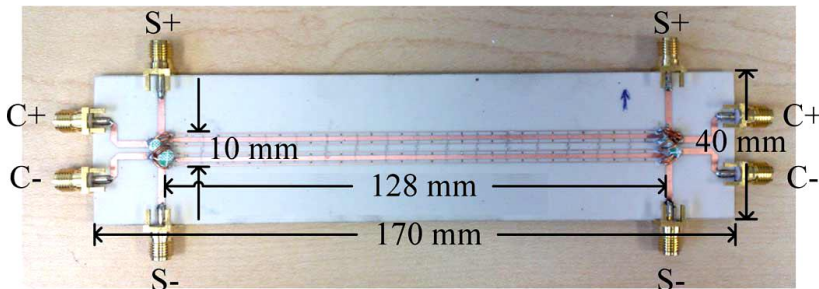


Рис. 1.8. Прототип РМК на печатной плате с 16 блоками двойных балансных варикапов, нагруженных на микрополосковую линию (взято из [1.13])

В [1.14] утверждается, что метаматериалы с временной модуляцией в последнее время привлекли к себе большое внимание из-за их свойств невязимности и частотного преобразования. Сообщается, что прозрачная метаповерхность с временной модуляцией функционирует как серродинный преобразователь частоты X-диапазона, показанный на рис. 1.10, где серродин представляет собой линейный фазовый модулятор (в общем, это модулятор с линейным изменением фазы или задержки).

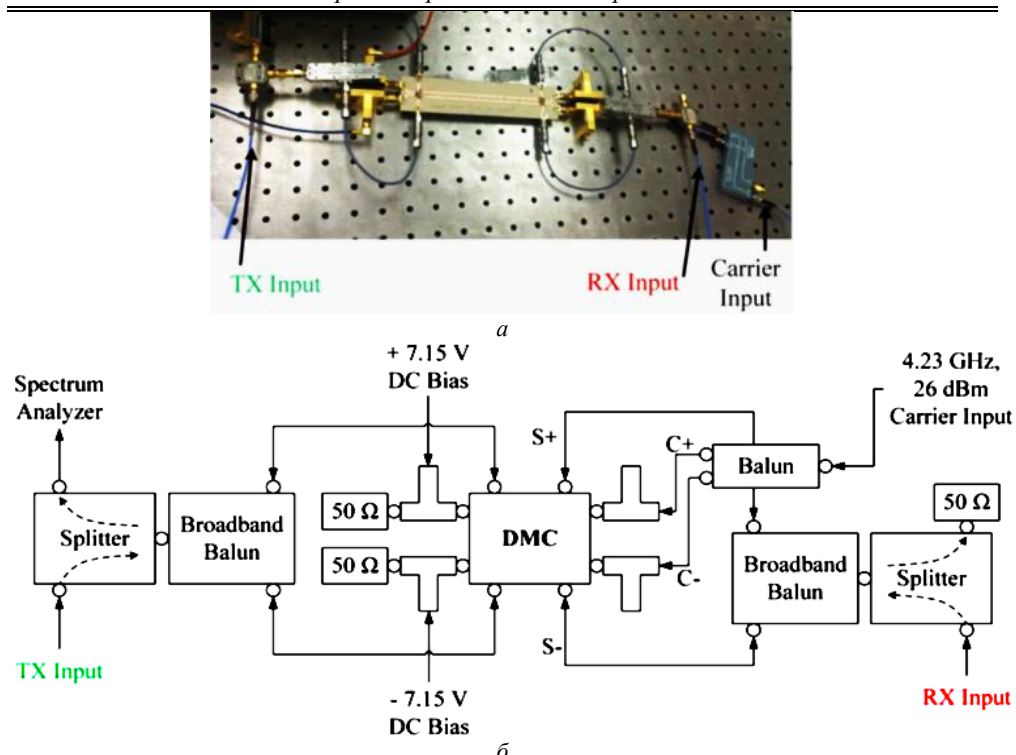


Рис. 1.9. Система для измерения характеристик развязки (изоляции) и вносимого усиления РКК: *a* – фотография; *б* – структурная схема (взято из [1.13])

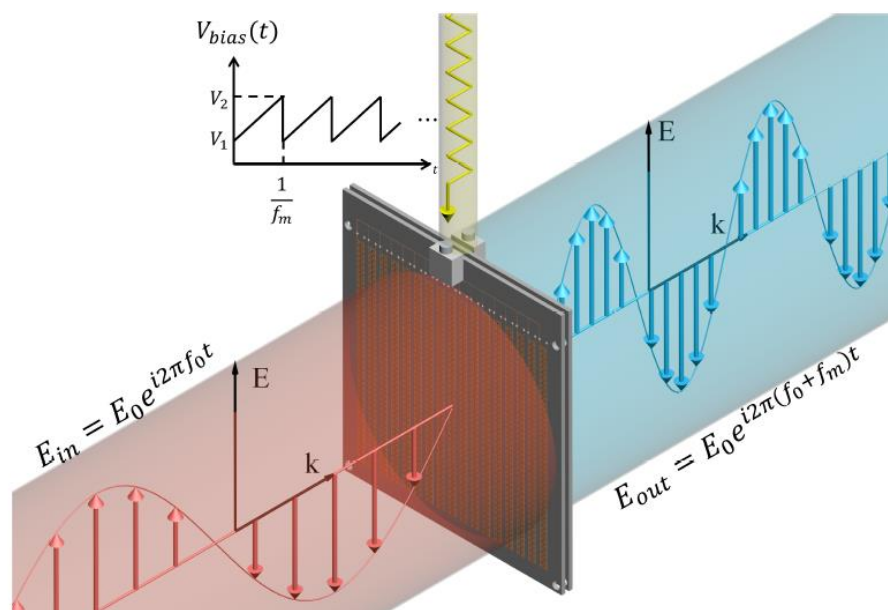


Рис. 1.10. Прозрачный серродинный преобразователь частоты на основе метаповерхности (взято из [1.14])

Благодаря простой архитектуре смещения метаповерхность обеспечивает электрически перестраиваемую фазу коэффициента передачи, достигающую  $360^\circ$ . Для модуляции метаповерхности используется пилообразная форма напряжения, обеспечивающая преобразование частоты, подобное доплеровскому. Две такие метаповерхности могут быть соединены каскадно для получения безмагнитных (magnet-less) устройств с фазовой или амплитудной невязимностью (non-reciprocity).

### **1.5. Невязимный волновой перенос и реализация усиливающих сред**

В [1.15] отмечается, что пространственно-временная модуляция (ПВМ) добавляет еще одну мощную степень свободы для манипулирования классическими волновыми системами. Это открывает возможности для комплексного управления волновым поведением, недоступного для стационарных систем, таких как невязимный волновой перенос и реализация усиливающих сред. Здесь обобщается метод матрицы передачи, который используется для создания общей основы для решения задач распространения волн в изменяющихся во времени акустических, электромагнитных и электрических схемах. Предлагаемый метод обеспечивает универсальный подход к изучению общих пространственно-временных систем, который допускает любое количество модулированных во времени элементов с произвольным шаблоном модуляции, позволяет исследовать моды высокого порядка и обеспечивает интерфейс между пространственно-временными характеристиками системы с временной модуляцией и другими системами.

В [1.16] отмечается, что невязимные электронные компоненты обычно реализуются с использованием ферритов, но такие магнитные материалы не могут быть интегрированы в современные процессы производства полупроводников, а магнитные невязимные компоненты остаются громоздкими и дорогими. Создание невязимных компонентов без использования магнитных материалов имеет долгую историю, но в последнее время она получила новый импульс благодаря достижениям в полупроводниковой технологии. Здесь рассматривается развитие безмагнитной невязимной электроники и невязимных устройств; уделяется особое внимание устройствам, основанным на временной (темпоральной) модуляции, которые, возможно, обладают наибольшим потенциалом. Рассматриваются подходы, основанные на временной модуляции диэлектрической проницаемости и проводимости, а также гибридные акустоэлектронные компоненты, применяемые в мощных передатчиках для связи с одновременной передачей и приемом, в радарах, а также в полнодуплексных беспроводных радиостанциях. Также исследуются сверхпроводящие невязимные компоненты, основанные на временной модуляции магнитной проницаемости, для возможных применений в квантовых вычислениях и рассматриваются новые ключевые вызовы в этой области.

## 1.6. Невзаимность антенн

В статье [1.17] констатируется, что антенны обычно представляют собой взаимные (обратимые) устройства, имеющие одинаковые свойства при передаче и приеме. Чтобы нарушить (преодолеть) взаимность антенн, предлагается использовать свойство пространственно-временной модуляции в метаматериалах, диэлектрические свойства которых изменяются как в пространстве, так и во времени. Предлагается окружить антенну оболочкой с пространственно-временной модуляцией, которая придает дополнительное смещение распространяющемуся через нее электромагнитному полю. Распространяющаяся волна взаимодействует с пространственно-временной модуляцией только в одном направлении, нарушая симметрию обращения времени и, таким образом, взаимность системы. Показано, что правильно спроектированная оболочка из метаматериала, модулированная во времени и пространстве, может использоваться для значительного изменения усиления антенны в режимах передачи и приема. Поскольку предлагаемая концепция основана на слабой связи между распространяющимися модами, требуется электрически большое расстояние распространения в оболочке, что увеличивает общие габариты системы. Однако толщину оболочки можно контролировать, изменяя параметры модуляции. Предлагаемая концепция может повысить эффективность систем радиочастотной связи, уменьшив улавливаемый внутриполосный шум или мешающие сигналы.

В [1.18] предложена новая и компактная невзаимная фильтрующая антенна, основанная на временной модуляции (*temporal modulation*). Устройство состоит из фильтрующей секции третьего порядка, интегрированной в плоскую печатную антенну Уда–Яги. Сильная невзаимность при передаче и приеме достигается на одной и той же рабочей частоте за счет временной модуляции резонаторов секции фильтрации. Эти резонаторы выполнены в виде микрополосковых четвертьволновых линий, нагруженных варикапами, расположенными на заземляющей плоскости. Эта плоскость также используется в качестве отражателя антенны Уда–Яги и для размещения копланарных линий, которые подают низкочастотное смещение на варикапы, что приводит к очень компактной конструкции. Изготовлен и успешно испытан прототип на частоте 2,4 ГГц (рис. 1.11, 1.12), показавший изоляцию более 20 дБ в режимах передачи и приема как в  $E$ -, так и в  $H$ -плоскостях для всех направлений в пространстве и падение усиления всего на 3,5 дБ по сравнению с эталонной антенной.

Предлагаемая антенна может быть легко интегрирована с другими электронными устройствами и может найти интересные применения в системах связи, радиолокации и зондирования.

В [1.19] отмечается, что создание материалов с изменяющимися во времени свойствами имеет решающее значение для нарушения взаимности, которая накладывает фундаментальные ограничения на распространение волн. Однако сложно реализовать эффективную и сверхбыструю временную

модуляцию в фотонной системе. Здесь с использованием как пространственной, так и временной фазовой манипуляции предлагаемой ультратонкой нелинейной метаповерхности экспериментально было продемонстрировано невязимное отражение света на длинах волн около 860 нм (рис. 1.13). Метаповерхность с модуляцией бегущей волны на нелинейных ячейках Керра создает пространственный фазовый градиент и многотерагерцовые временные колебания фазы, которые приводят к однонаправленным фотонным переходам как в импульсном, так и в энергетическом пространствах. Наблюдались полностью асимметричные отражения при прямом и обратном распространении света в большой полосе частот около 5,77 ТГц в пределах длины взаимодействия на субволновой длине 150 нм. Этот подход отличается потенциальной возможностью создания миниатюрных и интегральных невязимных оптических компонентов.

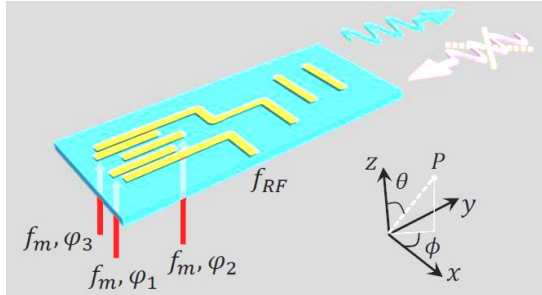


Рис. 1.11. Невязимная фильтрующая антенна Уда–Яги. Резонаторы, составляющие фильтрующую часть, модулируются по времени одинаковой частотой  $S(\Delta R)$ , но с разными фазами. Антенна излучает во внешнее направление ( $S(\Delta R) = 90$  град) на  $S(\Delta R)$ , но не может принимать энергию на данной частоте [взято из 1.18]

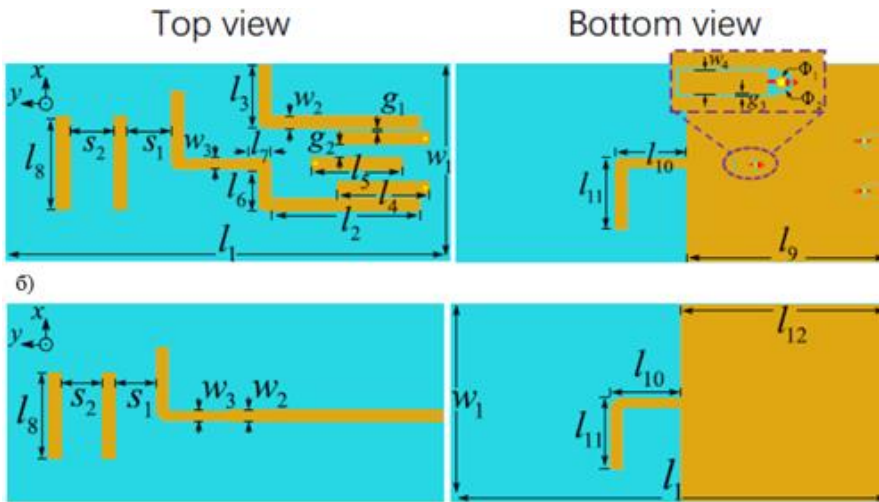


Рис. 1.12. Предложенная невязимная антенна Уда–Яги (верхний ряд) и эталонная антенна, используемая для сравнения (нижний ряд). Первый и второй столбцы показывают виды сверху и снизу на печатные платы на подложке ( $170 \times 80 \times 1,575$  мм<sup>3</sup>) Rogers DiClad 880 с диэлектрической проницаемостью 2,2 (взято из [1.18])



В статье [1.20] представлена конструкция простой метаповерхности, которая может вращать поляризацию линейно-поляризованной падающей электромагнитной волны к её кроссполяризованной составляющей. Поверхность состоит из простого металлического резонатора в форме гантели, вытравленного на верхней поверхности диэлектрического материала. Предлагаемая гантелеподобная элементарная ячейка имеет четыре частоты плазмонного резонанса – примерно 88; 91; 92,6 и 93 ГГц.

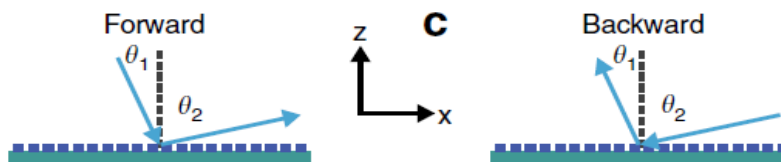


Рис. 1.13. Невзаимные отражения света от метаповерхности с пространственно-временной модуляцией (взято из [1.19])

Результаты показывают, что предлагаемая поверхность может реализовать эффективность кроссполяризованного преобразования более 93% в полосе 87,2...93,4 ГГц как при  $x$ -, так и при  $y$ -поляризованных падающих электромагнитных волнах. Изготовлен образец, имеющий  $16 \times 16$  элементарных ячеек и занимающий площадь  $32 \times 32$  мм<sup>2</sup>. Для характеристики предлагаемой поверхности используются как полноволновое моделирование, так и экспериментальные результаты.

### 1.7. Кроссполяризационные преобразователи

В статье [1.21] предлагается двухдиапазонный высокоэффективный отражательный кроссполяризационный преобразователь (cross-polarization converter) на основе анизотропной метаповерхности для линейно поляризованных электромагнитных волн. Его элементарная ячейка состоит из эллиптического диска-кольца, установленного на заземленной диэлектрической подложке, которое представляет собой анизотропную структуру с парой взаимно перпендикулярных симметричных осей  $u$  и  $v$  вдоль направлений ( $\pm 45$  град)–( $\pm 45$  град) относительно направления оси  $y$ . Моделирование и результаты измерений показывают, что преобразователь поляризации может преобразовывать падающую волну с  $x$ - или  $y$ -поляризацией в свою кроссполяризованную волну в двух полосах частот (6,99–9,18; 11,66–20,40 ГГц) с эффективностью преобразования более 90%; кроме того, полоса на более высоких частотах является сверхширокой (54,5%) для множественных плазмонных резонансов. Также представлены подробный анализ преобразования поляризации и вывод формулы для расчета согласно- и кроссполяризованных отражений при  $y$ -поляризованном падении в соответствии с разностью фаз между двумя коэффициентами отражения при  $u$ -поляризованном и  $v$ -поляризованном падении. Результаты моделирования, расчетов и измерений согласуются во всех частотных диапазонах.

В работе [1.22] проведено моделирование метаповерхности для широкополосного СВЧ-кроссполяризованного преобразования (КПП, cross-polarization-conversion – CPC). Эта метаповерхность спроектирована, изготовлена и испытана. Метаповерхность состоит из связанных расщепленно-кольцевых резонаторов (РКР, split-ring-resonators – SRR) с двумя прорезями в каждом из них и расположена на диэлектрической подложке FR4 с металлической заземляющей пластиной. Эффективное КПП для нормального и наклонного падений по уровню 3 дБ достигается в относительной полосе частот 73% от 5 до 10,8 ГГц. Это широкополосное преобразование поляризации является результатом множественных плазмонных резонансов, возникающих на трех соседних частотах. Благодаря субволновому размеру элементарной ячейки и симметричной структуре связанных РКР отклик метаповерхности не зависит от поляризации и угла падения падающей волны, что делает ее потенциальным кандидатом для многих практических приложений. Предлагаемая конструкция проверена численно и экспериментально.

В исследовании [1.23] представлена ультратонкая однослойная метаповерхность, демонстрирующая как линейное кроссполяризованное преобразование (КПП), так и преобразование линейной поляризации в круговую (ЛПП–КП, LP-to-CP) в X-диапазоне (рис. 1.14).

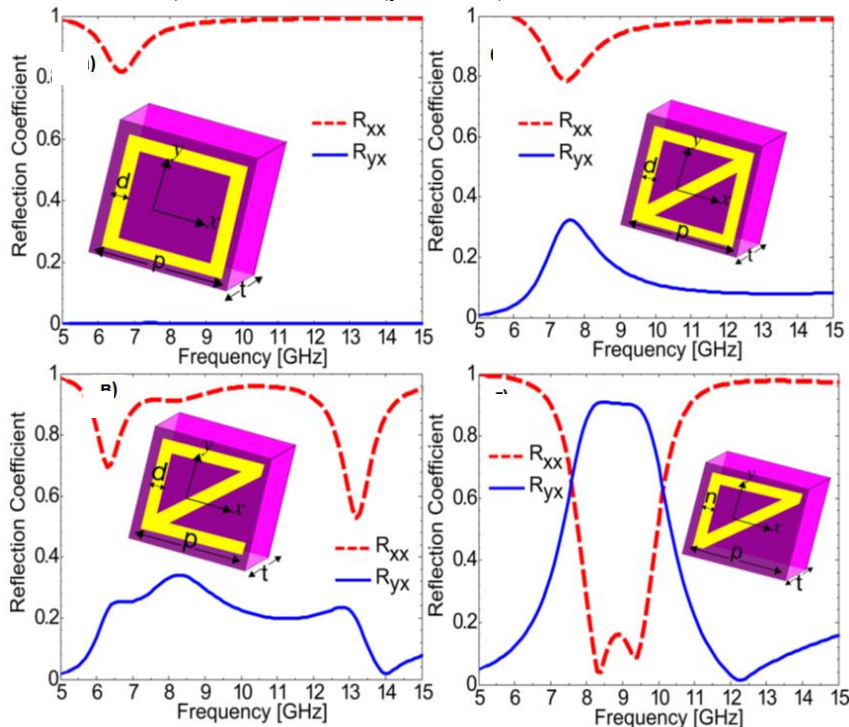


Рис. 1.14. Оптимизация элементарной ячейки для достижения поляризационного преобразования (взято из [1.23]): *a* – квадратная элементарная ячейка; *б* – квадратная элементарная ячейка с диагональной металлической полоской; *в* – квадратная элементарная ячейка с удаленным плечом при сохранении диагональной металлической полоской; *г* – полуквадрат с диагональной металлической полоской, т.е. треугольная элементарная ячейка

Разработанная метаповерхность действует как многофункциональная поверхность, обеспечивающая КПП в относительной полосе пропускания 31,6% (8–11 ГГц) с эффективностью более 95%, в то время как преобразование линейной поляризации в круговую осуществляется в двух полосах частот: от 7,5–7,7 и 11,5–11,9 ГГц. Более того, общая оптимизированная структура элементарной ячейки приводит к стабильному преобразованию поляризации при изменении угла падения до  $45^\circ$  как для поперечно-электрической (TE), так и для поперечно-магнитной (TM) поляризации. Предлагаемая метаповерхность с простой структурой, компактными размерами, угловой стабильностью и многофункциональностью подходит для многих приложений в устройствах связи и манипуляции поляризацией (рис. 1.15).

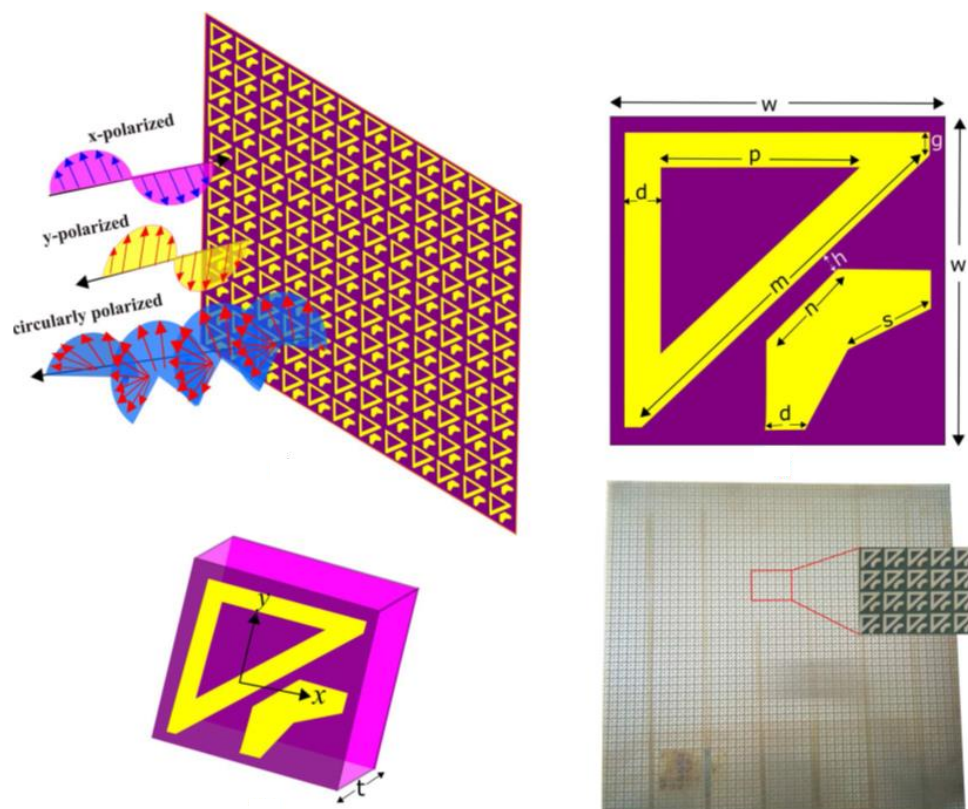


Рис. 1.15. Схематическое изображение предлагаемой конструкции метаповерхности (взято из [1.23]): *а* – двумерная решетка элементарных ячеек; *б* – двумерный вид элементарной ячейки (желтая часть – металл); *в* – трехмерный вид элементарной ячейки; *г* – изготовленный прототип

В [1.24] разработан и изготовлен плоский кроссполяризующий отражатель на печатной плате для калибровки поляриметрических радаров на частоте 77 ГГц. Отражающая структура состоит из подложки с двусторонней металлизацией, вытравленной полосковой сеткой спереди и заземляющей

пластиной сзади (рис. 1.16, а). Первоначальная конструкция и оптимизация параметров основаны на расчетах элементарной ячейки. Затем выполняется полноволновое моделирование небольшой версии структуры, чтобы проверить результаты элементарной ячейки и учесть краевые эффекты на границах конечной поверхности. Наконец, изготавливается вариант оптимизированной конструкции размером 24×24 см, который измеряется в безэховой камере с полностью поляриметрической радиолокационной системой, работающей на частоте 77 ГГц. Результаты сравниваются с результатами для двугранного угла, повернутого на 45°. Измеренное значение поляризационной развязки 20 дБ в осевом направлении в полосе 76–78 ГГц доказывает эффективность предлагаемой структуры (рис. 1.16, б).

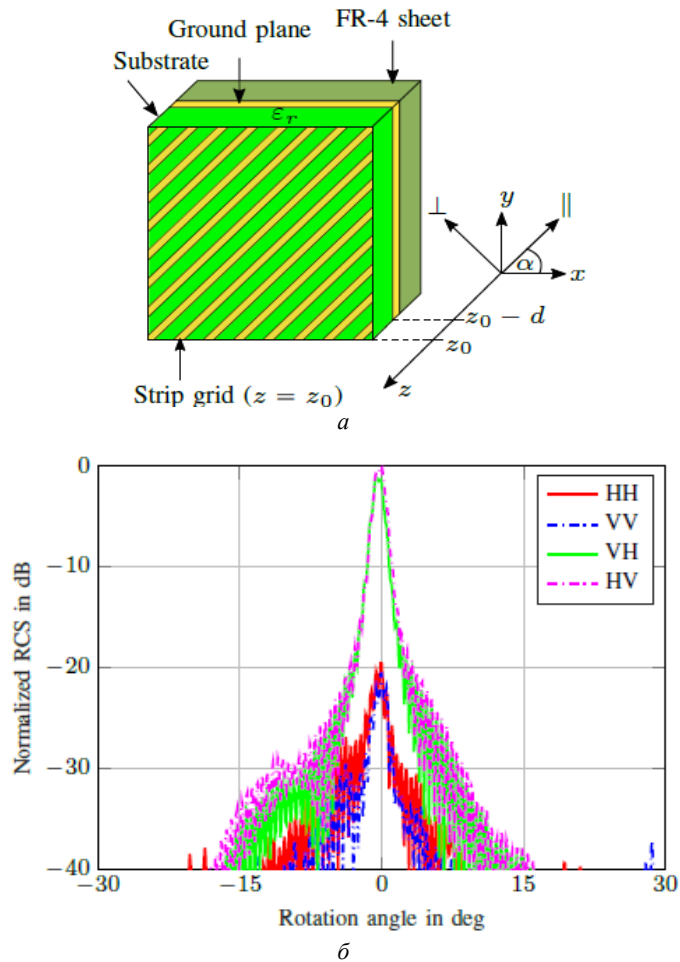


Рис. 1.16. Кроссполяризирующий отражатель: а – структура элементарной ячейки; б – нормированная эффективная площадь рассеяния (ЭПР, RCS) отражателя (24×24 см) в зависимости от азимутального угла и сочетания поляризаций на передачу и прием в полосе 76–78 ГГц (взято из [1.24] )

В статье [1.25] представлена новая конструкция бесчиповой RFID-метки, которая упрощает обнаружение предметов в реальной среде. С этой целью представлены несколько рассеивателей, способных деполяризовать падающую волну и создать отклик с ортогональной поляризацией (рис. 1.17). Измерения в безэховой камере и в реальных условиях (в полосе 3–7 ГГц), когда метки размещены на диэлектрических и металлических объектах, показывают их высокую способность обнаружения (на дальности до 20 см). Впервые проводится исследование методики увеличения зоны обнаружения с помощью упрощенного шага калибровки. Это позволяет обнаруживать метки на объектах различного размера и состава, что требуется в большинстве RFID-приложений (рис. 1.18).

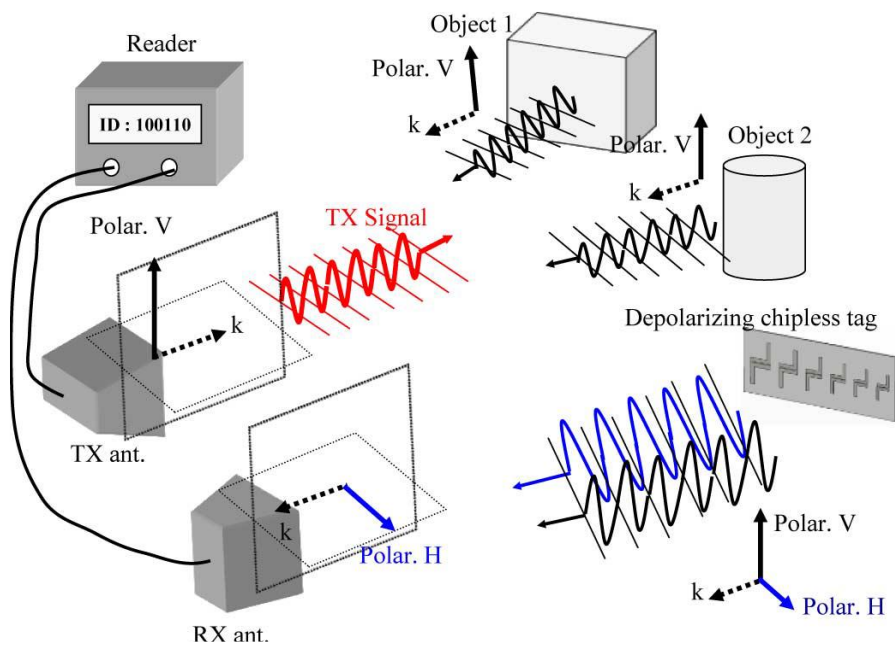


Рис. 1.17. Принцип работы деполяризирующей бесчиповой RFID-метки.

Антенна передатчика (TX) отправляет сигнал с вертикальной поляризацией, а антенна приемника (RX) работает с горизонтальной поляризацией (взято из [1.25])

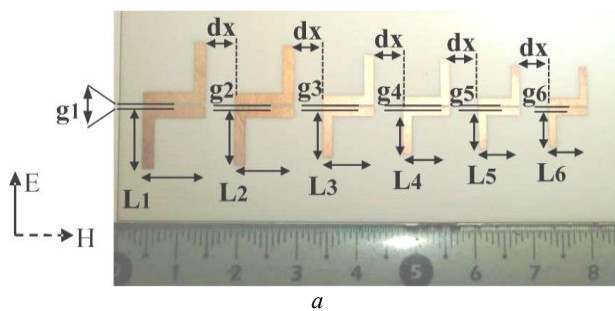
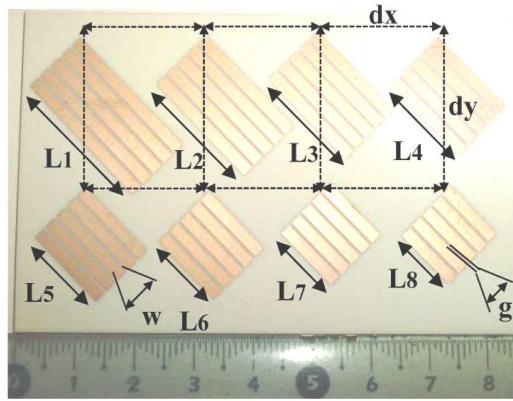


Рис. 1.18 (начало)



б



в

Рис. 1.18 (окончание). Радиочастотные метки (теги): *а* – на основе двойных L-резонаторов; *б* – на основе закороченных диполей, ориентированных под углом  $45^\circ$ ; *в* – фотография тестируемых RFID-меток, приклеенных к упаковке бутылок с водой и приемопередающей антенны (взято из [1.25])

В [1.26] предложена структура RFID-метки двунаправленного обратного рассеяния с возможностью записи и чтения, которая содержит отражательный усилитель (рис. 1.19). Усиление при отражении  $S_{11}$  используется для модуляции сигнала обратного рассеяния (для передачи и считывания), в то время как усиление проходящего сигнала  $S_{21}$  является фиксированным (при приеме и записи). Устройство проанализировано и рассчитано на частоту 2,45 ГГц с полосой пропускания 120 МГц. Измерения показали возможность получения глубины модуляции 40 дБ, т.е.  $S_{11} \approx 20$  и  $-20$  дБ при реализации амплитудной манипуляции обратного рассеяния, тогда как прямое усиление стабильно,  $S_{21} \approx 15$  дБ.

В [1.27] отмечается, что нарушение условий выполнения леммы Лоренца имеет фундаментальное значение для ряда функциональных радиочастотных и оптических устройств, таких как вентили и циркуляторы. Приложение внешнего возбуждения, такого как магнитное поле или пространственно-временная (spatial-temporal) модуляция, использовалось для

достижения невзаимного отклика. Для полного пассивного нарушения взаимности в качестве альтернативы могут также применяться и нелинейные эффекты. Здесь представлена связанная система, состоящая из линейного и нелинейного метаатомов, в которой достигается невзаимность на основе связи и расстройки частот составляющих ее метаатомов. Линейный метаатом представляет собой металлический спиральный резонатор, а нелинейный – такой же резонатор плюс резонансное разрезанное кольцо, нагруженное варактором (рис. 1.20).

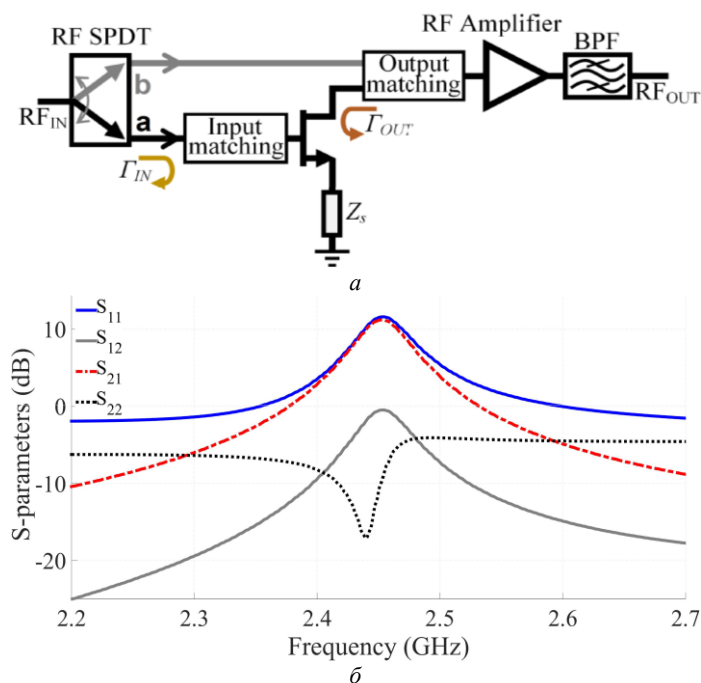


Рис. 1.19. Схема метки (тега) для двусторонней связи с использованием обратного рассеяния (backscatter communication – BSC) – *a*;  
*S*-параметры двунаправленного отражательного усилителя – *б* (взято из [1.26])

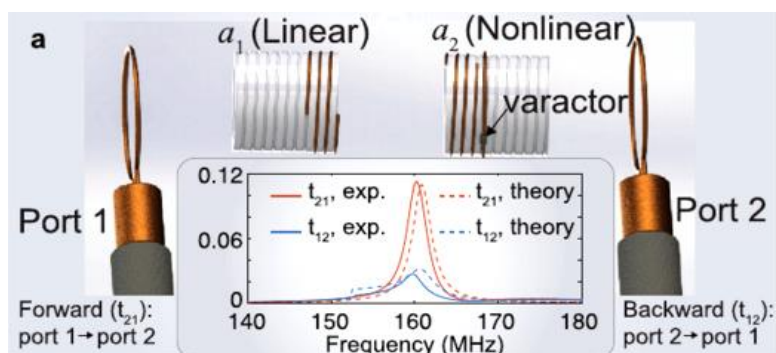


Рис. 1.20. Экспериментальная проверка и анализ невзаимного отклика с использованием магнитно-связанных метаатомов. На вставке – измеренные и рассчитанные коэффициенты передачи в прямом и обратном направлениях (взято из [1.27])

Разработана аналитическая модель на основе теории связанных мод (ТСМ) с целью проектирования и оптимизации невязимных метаатомов в этой связанной системе. Проведена экспериментальная демонстрация ВЧ-вентилля, у которого отношение между коэффициентами прямой и обратной передачи (т.е. вентиляльное отношение, изоляционный контраст, развязка) составляет около 20 дБ (см. рис. 1.20). При этом невязимость системы зависит от входной мощности (экспериментально исследовано в диапазоне  $-20 \dots 10$  дБм), с ростом мощности развязка растет. Важно отметить, что использование разработанной здесь модели ТСМ позволяет обобщить предсказания ограничений невязимности, основанной на нелинейности, тем самым облегчая разработку новых подходов к нарушению лоренцевой взаимности. Модель ТСМ и схема реализации, представленные в этой работе, могут быть развернуты в широком диапазоне приложений, включая интегральные фотонные устройства, оптические метаматериалы и метаповерхности.

### 1.8. Выводы

Таким образом, в последнее время СВЧ-антенны, устройства (включая отражатели), материалы и среды с невязимными свойствами из-за их уникальности и перспективности применения стали темой большого количества научных исследований и публикаций.

При этом амплитудная невязимость может быть реализована не только с помощью подмагниченных ферритов и полупроводниковых усилителей, но и на основе параметрических и нелинейных структур с использованием пространственно-временной модуляции. Следовательно, поляризационная невязимость также может быть достигнута на безмагнитных компонентах, включая варикапы, другие параметрические элементы и т.п.

Понятие невязимного отражения рассматривают при моделировании двухпозиционных радаров (лидаров), когда между парой приемопередающих портов облучаемого отражателя выделяют путь прямого и обратного прохода волны, и сам отражатель является невязимным устройством.

Хотя и при моделировании однопозиционных РЛС невязимное отражение можно рассматривать тогда, когда в ортогонально-совмещенном отражателе (это может быть полосково-пластинчатая антенна или открытый конец круглого или квадратного волновода) выделяется два порта, и один порт пропускает базовую поляризацию, например вертикальную, а другой порт – ортогональную, здесь горизонтальную. При этом в моделируемом двухпортовом отражателе, работающем «на проход», существует два направления передачи – прямое и обратное, следовательно, возможно существование и его невязимных свойств – амплитудных и/или фазовых.

При анализе взаимных отражателей, выполненных как на «тонких» поверхностных структурах, так и на объемных волноводах, уместно рассматривать взаимные кроссполяризующие (деполяризующие) отражатели-«невидимки», преобразующие исходную поляризацию падающей волны в ортогональную поляризацию отраженной, которые могут быть построены с использованием



лишь взаимных пассивных компонентов без применения невзаимных (ферритовых циркуляторов, гираторов и т.п.).

Совмещение поляризационных и невзаимных свойств в радарных отражателях, RFID-метках и т.п. является дополнительной степенью свободы при проектировании радиоэлектронных систем нового поколения.

## Литература к главе 1

- 1.1. Dostovalov M. Some practical aspects of using SAR image histogram statistics / M. Dostovalov, R. Ermakov, T. Moussiniants // in Proceedings of EUSAR. – 2016 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar. – 2016. – P. 7559338.
- 1.2. Modern Tendencies in the Development of Airborne Synthesized Aperture Radars for Remote Sensing of the Earth / S.L. Vnotchenko, T.G. Moussiniants, R.V. Ermakov, M.E. Rovkin // XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). – 2018. – P. 439–443. – DOI:10.1109/APEIE.2018.8545651.
- 1.3. Светличный Ю.А. Особенности подхода к конструированию вычислительных систем цифровых фазированных антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 12. – С. 156–159.
- 1.4. Светличный Ю.А. Синхронизация и передача данных в радиотехнических системах с территориально распределенными сегментами / Ю.А. Светличный, П.А. Дегтярев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2019. – № 3 (2)3. – С. 5–9.
- 1.5. Гостюхин В.Л. Активные фазированные антенные решетки. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.
- 1.6. Сычев А.Н. Современные устройства, антенны и отражатели с невязимными свойствами (обзор) / А.Н. Сычев, Н.Д. Малютин // Журнал радиоэлектроники [Электронный журнал]. – 2020. – № 11. – Режим доступа: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>.
- 1.7. Сазонов Д.М. Устройства СВЧ / Д.М. Сазонов, А.М. Гридин, Б.А. Мишустин. – М.: Высш. школа, 1981.
- 1.8. Sukhanyuk M. Nonreciprocal horn reflector // Proceedings of the 9th International Scientific and Practical Conference of Students, Post-graduates Modern Techniques and Technologies / M. Sukhanyuk., E.L. Shoshin // МТТ–2003, Tomsk, 2003. – P. 71–73. – DOI: 10.1109/SPCMТТ.2003.1438135.
- 1.9. Пат. RU 2398318. Радиолокационный отражатель / М.В. Осипов, В.А. Хлусов. – Заявка 2009130828/09, 12.08.2009, опубл. 27.08.2010, Бюл. № 24.
- 1.10. Пат. RU2398317. Радиолокационный отражатель с управляемыми поляризационными свойствами / В.В. Доценко, М.В. Осипов, В.А. Хлусов. – Заявка № 2009132450/09, заявл. 27.08.2009; опубл. 27.08.2010, Бюл. № 24.
- 1.11. Taravati S. Space-time modulation: Principles and applications / S. Taravati, A.A. Kishk // IEEE Microwave Magazine. – 2020. – Vol. 21, No. 4. – P. 30–56. – DOI: 10.1109/MMM.2019.2963606.
- 1.12. Taravati S. Nonreciprocal electromagnetic scattering from a periodically space-time modulated slab and application to a quasisonic isolator / S. Taravati, N. Chamanara, C. Caloz // Phys. Rev. B, Condens. Matter. – 2017. – Vol. 96, No. 16. – P. 165. – DOI: 10.1103/Phys-RevB.96.165144.
- 1.13. Qin S. Nonreciprocal components with distributedly modulated capacitors / S. Qin, Q. Xu, Y.E. Wang // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2014. – Vol. 62, No. 10. – P. 2260–2272.
- 1.14. Wu Z. Serrodyne frequency translation using time-modulated metasurfaces / Z. Wu, A. Grbic. / [On-line]: <https://www.researchgate.net/publication/333161134>.
- 1.15. Transfer matrix method for the analysis of space-time-modulated media and systems / J. Li, X. Zhu, C. Shen, X. Peng, S.A. Cummer // Physical Review. – 2019. – Vol. B 100. – P. 144311. – DOI: 10.1103/PhysRevB.100.144311.

- 1.16. Nagulu A. Non-reciprocal electronics based on temporal modulation / A. Nagulu, N. Reiskarimian, H. Krishnaswamy // *Nat Electron.* – 2020. – Vol. 3. – P. 241–250 [On-line]: <https://doi.org/10.1038/s41928-020-0400-5>.
- 1.17. Nonreciprocity in antenna radiation induced by space-time varying metamaterial cloaks / D. Ramaccia, D.L. Sounas, A. Alu, F. Bilotti, A. Toscano // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.* – 2018. – Vol. 17, No. 11. – P. 1968–1972. – DOI: 10.1109/LAWP.2018.2870688.
- 1.18. Nonreciprocal Yagi-Uda filtering antennas / W.J. Zang, X.T. Wang., A.A. Ivarez-Melcon, J.S. Gomez-Diaz // DOI: 10.1109/LAWP.2019.2947847 [On-line]: <https://arxiv.org/abs/1906.06418>.
- 1.19. Nonreciprocal metasurface with space-time phase modulation / X. Guo, Y. Ding, Y. Duan, X. Ni. [On-line] [www.nature.com/lisa](http://www.nature.com/lisa).
- 1.20. Al-Nuaimi M.K.T. Design of cross polarization conversion metasurface using dumbbell-like unit cell / M.K.T. Al-Nuaimi, W. Hong, A. Mahmoud // *Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Xi'an.* – 2017. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/APCAP.2017.8420433.
- 1.21. Dual-band high-efficiency polarization converter using an anisotropic metasurface / B. Lin., B. Wang, W. Meng, X. Da, W. Li, Y. Fang, Z. Zhu // *Journal of Applied Physics.* – 2016. – Vol. 119. – P. 183103 [On-line] <https://doi.org/10.1063/1.4948957>.
- 1.22. Khan M.I., Fraz Q., Tahir F.A. Ultra-wideband cross polarization conversion metasurface insensitive to incidence angle // *Journal of Applied Physics.* – 2017. – Vol. 121. – P. 045103 [On-line] <https://doi.org/10.1063/1.4974849>
- 1.23. Khan M.I. Linear and circular-polarization conversion in X-band using anisotropic metasurface / M.I. Khan, Q. Fraz, F.A. Tahir / *Scientific Reports.* – 2019. – Vol. 9:4552 <https://doi.org/10.1038/s41598-019-40793-2> [On-line]: <https://www.nature.com/articles/s41598-019-40793-2>.
- 1.24. Cross-polarized planar reflector for polarimetric radar calibration at 77 GHz / T. Visentin, R. Michev, J. Hasch, T. Zwick // *Conf. 2018. German Microwave Conf. (GeMiC).* – DOI: 10.23919/GEMIC.2018.8335035.
- 1.25. Vena A. Depolarizing chipless RFID tag for robust detection and its FCC compliant UWB reading system / A. Vena, E. Perret, S. Tedjni // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – Aug. 2013. – Vol. 61, No. 8. – P. 2982–2994. – DOI: 10.1109/TMTT.2013.2267748.
- 1.26. Two-way backscatter communication tag using a reflection amplifier / S. Khaledian, F. Farzami, B. Smida, D. Erricolo // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.* – June 2019. – Vol. 29, No. 6. – P. 421–423. – DOI: 10.1109/LMWC.2019.2912299.
- 1.27. Nonreciprocal magnetic coupling using nonlinear meta-atoms / X. Zhao, K. Wu, C. Chen, T.G. Bifano, S.W. Anderson, X. Zhang // *Adv. Sci.* – 2020, 2001443. <https://doi.org/10.1002/advs.202001443>.

## 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТИЧНО НЕВЗАИМНЫХ СРЕД

Настоящая глава посвящена описанию математической модели, показывающей возможность обнаружения невзаимного рассеяния. Материалы подготовлены на основе перевода статьи [2.1], предоставленной В.И. Карнышевым.

### 2.1. Введение

Известен ряд теоретических работ, в которых принципы РЛ-поляриметрии [2.3–2.9, 2.19, 2.20], процедуры оптимизации [2.13], нахождение оптимальных поляризаций [2.8–2.10], исследование нулевых поляризаций РЛ-объектов [2.14] обобщаются на случай двухпозиционной радиолокации или однопозиционной радиолокации невзаимных объектов. В нескольких работах российских специалистов также были опубликованы результаты исследований в области однопозиционной радиолокации невзаимных объектов. Так, например, в [2.15, 2.16] рассматриваются различные аспекты оптимальной параметризации несимметричных матриц рассеяния для случая однопозиционной РЛС, а также вводится такая поляризационная характеристика произвольного РЛ-объекта (среды), как «коэффициент невзаимности». В [2.17, 2.18] более подробно анализируются физические аспекты механизма обратного рассеяния частично невзаимными объектами, описывается экспериментальная установка, имитирующая РЛ-канал с произвольными поляризационными свойствами, а также дается оценка возможностей практического применения управляемого РЛ-отражателя с частично невзаимными свойствами.

По-видимому, одним из первых упоминаний о факте экспериментального измерения матрицы рассеяния (МР) объекта с невзаимными поляризационными свойствами следует считать ссылку в статье [2.3]. В этой статье отмечается факт различия измеренных внедиагональных элементов матрицы рассеяния в зонах грозового образования с сильной электризацией. Другим экспериментальным подтверждением существования невзаимных целей является работа [2.17], в которой впервые описана конструкция абсолютно невзаимного отражателя. Кроме того, в этой работе была проанализирована возможность дистанционного обнаружения зон наблюдаемого пространства (земной поверхности), характеризующихся наличием магнитного поля и/или (пара)ферромагнетиков.

Далее на основе [2.1, 2.21] приводится оценка поляризационных инвариантов для общего случая несимметричной матрицы рассеяния.

### 2.2. Поляризационные инварианты для асимметричной матрицы рассеяния

Известно, что для описания поляризационных свойств взаимных РЛ-объектов и сред (в рамках концепции симметричной матрицы рассеяния

Синклера) широко используется группа инвариантов Хойнена–Эйлера (см., например, [2.8]): максимальная поляризация ( $m$ ), угол ориентации ( $\theta$ ), угол эллиптичности ( $\varepsilon$ ), скачковый угол ( $\nu$ ), характеристический угол ( $\gamma$ ), абсолютная фаза матрицы рассеяния ( $\phi$ ). Для случая однопозиционной РЛС матрица рассеяния РЛ-объектов считается симметричной ( $\dot{S}_{12} = \dot{S}_{21}$ ). Однако известны экспериментальные данные, которые доказывают, что матрица обратного рассеяния может быть несимметричной в случае, когда в пространственной области, влияющей на процесс обратного рассеяния электромагнитных волн, имеется достаточно сильная напряженность магнитного или электрического полей, вызванная сторонними источниками.

Возможность существования при однопозиционном зондировании реальных объектов, свойства которых описываются несимметричными матрицами рассеяния ( $\dot{S}_{12} \neq \dot{S}_{21}$ ), ставит задачу расширения приведенной выше группы параметров Хойнена–Эйлера за счет дополнительных поляризационных инвариантов.

Будем считать, что матрица рассеяния произвольного объекта в декартовом базисе известна и представлена четырьмя комплексными величинами  $\dot{S}_{ij}$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

При этом  $\dot{S}_{12} \neq \dot{S}_{21}$  как результат проявления невзаимных свойств объекта.

Из теории матриц известно, что любая асимметричная матрица может быть представлена в виде суммы симметричной  $\mathbf{S}^{(s)}$  и антисимметричной  $\mathbf{S}^{(a)}$  матриц

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}^{(s)} + \mathbf{S}^{(a)}. \quad (2.2)$$

Нетрудно видеть, что эти матрицы принимают вид

$$\mathbf{S}^{(s)} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & 0,5 \cdot (\dot{S}_{12} + \dot{S}_{21}) \\ 0,5 \cdot (\dot{S}_{12} + \dot{S}_{21}) & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

и

$$\mathbf{S}^{(a)} = \dot{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

где  $\dot{\Delta} = 0,5 \cdot (\dot{S}_{21} - \dot{S}_{12})$  является величиной, инвариантной к поляризационному базису РЛС.

Можно показать, что для случая асимметричной матрицы рассеяния инварианты Хойнена–Эйлера играют ту же самую роль, что и в случае РЛ-объекта с симметричной МР. В свою очередь, для описания невзаимных свойств РЛ-объектов можно использовать комплексный коэффициент невзаимности [2.15, 2.16]

$$\xi = \frac{\sqrt{2} \cdot \Delta}{\|\mathbf{S}\|}, \quad (2.5)$$

где  $\|\mathbf{S}\|$  – евклидова норма матрицы рассеяния (2.1).

Физический смысл коэффициента невзаимности  $\xi$  состоит в том, что квадрат модуля этой величины несет информацию о соотношении между эффективной поверхностью рассеяния «невзаимной части» РЛ-объекта и его полной ЭПР. Очевидно, что для всех взаимных РЛ-объектов коэффициент  $\xi$  будет равен нулю, а для объектов с произвольными поляризационными свойствами (частично невзаимные объекты) модуль параметра  $\xi$  принадлежит интервалу (0; 1).

$$\xi = \zeta \cdot e^{j\eta} = \arctg(|\xi|) \cdot e^{j\eta}. \quad (2.6)$$

Таким образом, группа из 6 инвариантов Хойнена–Эйлера может быть дополнена еще двумя поляризационными инвариантами, имеющими угловую размерность:  $\zeta$  – «угол невзаимности» ( $0^\circ \leq \zeta \leq 45^\circ$ ), равный арктангенсу модуля  $\xi$ . Величина  $\zeta = 0^\circ$  описывает случай РЛ-зондирования взаимных объектов с симметричной матрицей рассеяния, тогда как объекты с  $\zeta = 45^\circ$  будут полностью невзаимными;  $\eta$  – разность абсолютных фаз симметричной и антисимметричной частей матрицы рассеяния ( $-180^\circ \leq \eta < 180^\circ$ ).

### 2.3. Полная группа инвариантов как функции квадратур элементов матрицы рассеяния

Пусть поляризационный базис РЛС является линейным. При этом собственная система координат локатора совпадает с декартовой системой  $XOY$ . Предположим, что в РЛС одновременно измерены все 8 квадратур элементов асимметричной матрицы рассеяния произвольного РЛ-объекта:

$$\begin{aligned} I_1 &= \text{Re}\{\dot{S}_{11}\}, & Q_1 &= \text{Im}\{\dot{S}_{11}\}, & I_2 &= \text{Re}\{\dot{S}_{22}\}, & Q_2 &= \text{Im}\{\dot{S}_{22}\}, \\ I_3 &= \text{Re}\{\dot{S}_{12}\}, & Q_3 &= \text{Im}\{\dot{S}_{12}\}, & I_4 &= \text{Re}\{\dot{S}_{21}\}, & Q_4 &= \text{Im}\{\dot{S}_{21}\}, \end{aligned} \quad (2.7)$$

где  $I_k$  – синфазная, а  $Q_k$  – квадратурная составляющие ( $k = 1, \dots, 4$ ) соответствующих элементов МР.

Опуская все промежуточные выкладки, приведем далее окончательные выражения для поляризационных инвариантов.

#### Максимальная поляризация

$$m_0 = |\dot{\lambda}_{01}| = \sqrt{0,5 \cdot (\text{span}(\mathbf{S}^{(s)}) + P)}, \quad (2.8)$$

где

$$\begin{aligned} P &= \sqrt{\text{span}^2(\mathbf{S}^{(s)}) - 4 \cdot \det^2(\mathbf{S}^{(s)})}, \\ \text{span}(\mathbf{S}^{(s)}) &= (I_1^2 + Q_1^2) + (I_2^2 + Q_2^2) + 0,5 \cdot (I_3 + I_4)^2 + 0,5 \cdot (Q_3 + Q_4)^2, \end{aligned}$$

$$|\det(\mathbf{S}^{(s)})| = \left\{ \left[ (I_1 \cdot I_2 - Q_1 \cdot Q_2) - 0,25 \cdot (I_3 + I_4)^2 + 0,25 \cdot (Q_3 + Q_4)^2 \right]^2 + \left[ (I_1 \cdot Q_2 + Q_1 \cdot I_2) - 0,5 \cdot (I_3 + I_4) \cdot (Q_3 + Q_4) \right]^2 \right\}^{0,5}.$$

**Угол ориентации**

$$\theta_0 = 0,5 \cdot \arctg \left( \frac{(I_1 + I_2) \cdot (I_3 + I_4) + (Q_1 + Q_2) \cdot (Q_3 + Q_4)}{(I_1^2 + Q_1^2) - (I_2^2 + Q_2^2)} \right). \quad (2.9)$$

**Угол эллиптичности**

$$\varepsilon_0 = 0,5 \cdot \arctg \left( \frac{(Q_1 - Q_2) \cdot \sin(2\theta_0) - (Q_3 + Q_4) \cdot \cos(2\theta_0)}{I_1 + I_2} \right). \quad (2.10)$$

**Скачковый угол**

(при условии, что  $(1 + \cos(4\varepsilon_0)) \cdot (1 - \cos(4\theta_0)) \neq 0$ )

$$v_0 = \begin{cases} v_c; & D_a \cdot D_d > -D_b \cdot D_f, \\ v_c + \pi/4; & D_a \cdot D_d \leq -D_b \cdot D_f, \quad D_b / D_a > 0, \\ v_c - \pi/4; & D_a \cdot D_d \leq -D_b \cdot D_f, \quad D_b / D_a < 0, \end{cases} \quad (2.11)$$

где

$$D_a = V1 + (V2 - V3), \quad D_b = U1 - (U2 + U3), \quad D_d = V1 - (V2 - V3), \quad D_f = U1 + (U2 + U3),$$

$$V1 = (I_1 + I_2) \cdot \cos(2\varepsilon_0) \cdot (1 - \cos(4\theta_0)), \quad U1 = (Q_1 + Q_2) \cdot \cos(2\varepsilon_0) \cdot (1 - \cos(4\theta_0)),$$

$$V2 = 0,5 \cdot (Q_1 + Q_2) \cdot \sin(4\theta_0) \cdot \sin(4\varepsilon_0), \quad U2 = 0,5 \cdot (I_1 + I_2) \cdot \sin(4\theta_0) \cdot \sin(4\varepsilon_0),$$

$$V3 = (I_3 + I_4) \cdot \sin(2\theta_0) \cdot (1 + \cos(4\varepsilon_0)), \quad U3 = (Q_3 + Q_4) \cdot \sin(2\theta_0) \cdot (1 + \cos(4\varepsilon_0)),$$

$$v_c = 0,25 \cdot \arctg \left( \frac{0,5 \cdot P2 \cdot [(I_3 + I_4) \cdot (Q_1 + Q_2) - (Q_3 + Q_4) \cdot (I_1 + I_2)] - P1 \cdot [(I_1 + I_2)^2 + (Q_1 + Q_2)^2]}{P4 \cdot [(I_1 + I_2)^2 + (Q_1 + Q_2)^2] + 0,5 \cdot P3 \cdot [(I_3 + I_4) \cdot (Q_1 + Q_2) - (Q_3 + Q_4) \cdot (I_1 + I_2)] - 0,25 \cdot P5 \cdot [(I_3 + I_4)^2 + (Q_3 + Q_4)^2]} \right),$$

$$P1 = \sin(4\theta_0) \cdot (1 - \cos(4\theta_0)) \cdot \sin(4\varepsilon_0) \cdot \cos(2\varepsilon_0),$$

$$P2 = 4 \cdot \sin(2\theta_0) \cdot (1 - \cos(4\theta_0)) \cdot \cos(2\varepsilon_0) \cdot (1 + \cos(4\varepsilon_0)),$$

$$P3 = 2 \cdot \sin(2\theta_0) \cdot \sin(4\theta_0) \cdot \sin(4\varepsilon_0) \cdot (1 + \cos(4\varepsilon_0)),$$

$$P4 = \cos^2(2\varepsilon_0) \cdot (1 - \cos(4\theta_0))^2 - 0,25 \cdot \sin^2(4\theta_0) \cdot \sin^2(4\varepsilon_0),$$

$$P5 = 4 \cdot \sin^2(2\theta_0) \cdot (1 + \cos(4\varepsilon_0))^2.$$

**Характеристический угол**

$$\gamma_0 = \arctg \left( \left( \frac{\text{span}(\mathbf{S}^{(s)}) - P}{\text{span}(\mathbf{S}^{(s)}) + P} \right)^{0,25} \right). \quad (2.12)$$

**Абсолютная фаза**

$$\varphi_0 = \begin{cases} \varphi_c, & G = +0,5 \cdot (I_3 + I_4), \\ \varphi_c - \pi, & G = -0,5 \cdot (I_3 + I_4), \end{cases} \quad (2.13)$$

где

$$\varphi_c = 0,5 \cdot \operatorname{arctg} \left( \frac{(I_1 \cdot Q_2 + Q_1 \cdot I_2) - 0,5 \cdot (I_3 + I_4) \cdot (Q_3 + Q_4)}{(I_1 \cdot I_2 - Q_1 \cdot Q_2) - 0,25 \cdot ((I_3 + I_4)^2 - (Q_3 + Q_4)^2)} \right),$$

$$G = F1 \cdot \cos \varphi_c - F2 \cdot \sin \varphi_c,$$

$$F1 = 0,5 \cdot m \cdot (1 - \tan^2 \gamma_0) \cdot [\cos(2\nu_0) \cdot \sin(2\theta_0) + \sin(2\nu_0) \cdot \cos(2\theta_0) \cdot \sin(2\varepsilon_0)],$$

$$F2 = 0,5 \cdot m \cdot (1 + \tan^2 \gamma_0) \cdot [\sin(2\nu_0) \cdot \sin(2\theta_0) - \cos(2\nu_0) \cdot \cos(2\theta_0) \cdot \sin(2\varepsilon_0)].$$

**Угол невязанности**

$$\zeta = \operatorname{arctg} \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \left( \frac{(I_4 - I_3)^2 + (Q_4 - Q_3)^2}{(I_1^2 + Q_1^2) + (I_2^2 + Q_2^2) + (I_3^2 + Q_3^2) + (I_4^2 + Q_4^2)} \right)^{0,5} \right). \quad (2.14)$$

**Разность абсолютных фаз**

$$\eta = \arg \{ \xi \} = \operatorname{arctg} \left( \frac{Q_4 - Q_3}{I_4 - I_3} \right). \quad (2.15)$$

Полученные формулы расчета поляризационных инвариантов использовались при статистическом моделировании дистанционного зондирования различных РЛ-объектов.

Приведенные результаты показывают возможность оценки полной группы поляризационных инвариантов при использовании одновременных измерений всех 8 квадратурных составляющих элементов матрицы рассеяния. Предложенная группа параметров основана на широко распространенных инвариантах Хойнена–Эйлера, дополненных двумя инвариантами, описывающими невязанные свойства произвольного РЛ-объекта. Данный подход может быть использован при анализе поляризационных свойств реальных объектов радиолокационного наблюдения, а также при статистическом моделировании реальных процессов дистанционного зондирования.

**2.4. Выводы**

Результаты, приведенные в статьях [2.1, 2.21], доказывают возможность оценки полной группы поляризационных инвариантов при использовании одновременных измерений всех 8 квадратурных составляющих элементов матрицы рассеяния. Предложенная группа параметров основана на широко распространенных инвариантах Хойнена–Эйлера, дополненных двумя инвариантами, описывающими невязанные свойства произвольного РЛ-объекта. Данный подход может быть использован при анализе поляризационных свойств реальных объектов радиолокационного наблюдения, а также при статистическом моделировании реальных процессов дистанционного зондирования.



## Литература к главе 2

- 2.1. Karnychev V.I. Determination of polarization invariants of asymmetric scattering matrix / V.I. Karnychev, V.A. Khlusov, G.S. Sharygin, L. Lighthart // 14th International Conference: Microwaves, Radar and Wireless Communications. – MIKON-2002. – 2002. – Vol. 2. – P. 572–575. – DOI: 10.1109/MIKON.2002.1017912.
- 2.2. Карнышев В.И. Поляризационные инварианты матрицы рассеяния невзаимного радиолокационного объекта / В.И. Карнышев, Л.П. Литхарт, В.А. Хлусов, Г.С. Шарыгин // Сб. докл. «Радиолокация и навигация»: междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2002, Воронеж). – 2002. – С. 85–91.
- 2.3. Boerner W.M. A State-of-the-Art Review in Radar and its Applications in Remote Sensing / W.M. Boerner, Y. Yamaguchi // IEEE Aerosp. and Electron. Syst. Mag. – 1990. – No. 5. – P. 3–6.
- 2.4. Канарейкин Д.Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин. – М.: Сов. радио, 1966. – 440 с.
- 2.5. Богородский В.В. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов / В.В. Богородский, Д.Б. Канарейкин, А.И. Козлов. – Л.: Гидрометеоиздат, 1981. – 279 с.
- 2.6. Lueneburg E. Radar Polarimetry: A Revision of Basic Concepts // Int. Workshop on Direct and Inverse Electromagnetic Scattering, Marmara Research Center, Gebze-Turkey. – 24–30 Sept. 1995.
- 2.7. Lueneburg E. Canonical Bases and Huynen Decomposition // Proc. of 3rd International Workshop on Radar Polarimetry (JIPR-3, 95), IRESTE, Univ.-Nantes, France. – 1995. – P. 75–83.
- 2.8. Krogager E. On the importance of utilizing complete polarimetric information in radar imaging and classification / E. Krogager, W.M. Boerner // AGARD Symposium: Remote Sensing – A Valuable Source of Information. – Toulouse, France, 1996 April 22–25. – AGARD Proc. – P. 17.1–7.12 (528 p.).
- 2.9. Krogager E. Properties of the Sphere, Di-plane and Helix Decomposition / E. Krogager, Z.H. Czyz // Proc. of 3rd International Workshop on Radar Polarimetry, IRESTE, University of Nantes, France. – Apr. 1995. – P. 106–114.
- 2.10. Cloude S.R. Review of Target Decomposition Theorems in Radar Polarimetry / S.R. Cloude, E.A. Pottier // IEEE Trans. GRS. – Mar. 1996. – Vol. 34 (2). – P. 498–518.
- 2.11. Cameron W.L. Feature motivated polarization scattering matrix decomposition / W.L. Cameron, Leung L.K. // Proc. IEEE Int. Radar Conf. – Arlington, VA, May 7–10, 1990. – P. 549–557.
- 2.12. Kostinsk A.B. On foundations of radar polarimetry / A.B. Kostinsk, W.M. Boerner // IEEE Trans. Antennas Propag., Ap-34, 1395–1404 (with comments by H. Mieras, 1470–1471, and authors replay, 1471–1473). – 1986.
- 2.13. Davidovitz M. Extension of Kennaugh's Optimal Polarization Concept to the Asymmetric Scattering Matrix Case / M. Davidovitz, W.M. Boerner // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – April 1986. – Vol. AP-34, No. 4. – P. 569–574.
- 2.14. Czyz Z.H. Characteristic polarisation states for bistatic nonreciprocal coherent scattering case // Seventh International Conference on Antennas and Propagation (IEE), ICAP'91. – 1991. – Vol. 1. – P. 253–256.
- 2.15. Zhang X. Comparison of optimization procedures for radar scattering matrices / X. Zhang, C.L. Liu, Y. Yamaguchi, W.M. Boerner // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1992, AP-S, 1992 Digest. – 225 p.

2.16. Yang J. Development of Target Null Theory / J. Yang, Y. Yamaguchi, H. Yamada, W.M. Boerner, Y. Pe // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – February 2001. – Vol. 39, No. 2. – P. 330–338.

2.17. Хлусов В.А. Однопозиционная матрица рассеяния невязимных сред // Совершенствование радиоэлектронных систем гражданской авиации и процессов их эксплуатации: сб. науч. тр. МГТУ ГА. – М., 1995.

2.18. Хлусов В.А. Параметризация матрицы обратного рассеяния невязимных сред // Оптика атмосферы и океана. – 1995. – Т. 8, № 10. – С. 1441–1445.

2.19. Хлусов В.А. Модель обратного рассеяния электромагнитных волн частично невязимными средами / В.А. Хлусов, П.В. Воробьев // Препринт ИЯФ 95-106. – Новосибирск, 1995.

2.20. Khlusov V.A. The Realization of Electromagnetic Wave Backscattering Model by Partially Nonreciprocal Media / V.A. Khlusov, P.V. Vorobyev // PIERS'96, University of Innsbruck, Institute of Meteorology and Geophysics, Austria. – Jul. 8–12, 1996. – 568 p.

2.21. Khlusov V.A. Monostatic radar sensing of partially nonreciprocal mediums backscatter / V.A. Khlusov, P.V. Vorobyev // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2021. – Vol. 35, No. 13. – P. 1687–1698. – DOI: 10.1080/09205071.2021.1892533.

2.22. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021618990 / Е.И. Тренкаль, Н.Д. Малютин, В.С. Поздняков, А.Г. Лоцилов. Программа расчета полной группы поляризационных инвариантов матрицы рассеяния на основе экспериментальных данных. – Заявка 2021Э09564. Дата поступления 25.05.2021. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 02 июня 2021 г.

### 3. СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ РАДИОЧАСТОТНЫХ ИМПУЛЬСОВ

В гл. 3 описан стенд для исследования обратного рассеяния радиочастотных импульсов длительностью 1,75–3,1 нс с изменяемой частотой заполнения от 5,3 до 8,8 ГГц. Импульсы формируются одноплатным измерительным устройством (ИУ), излучаются передающей широкополосной антенной с линейной поляризацией. Сигнал обратного рассеяния принимается приемной антенной системой, состоящей из собственно антенны, поляризационного разделителя сигналов и высокочастотного переключателя, усиливается, обрабатывается в приемном канале ИУ и регистрируется на ПЭВМ. Стенд предназначен для проведения исследований свойств различных негабаритных объектов в условиях лабораторий: устройств, метаматериалов, защитных покрытий антенн и конструкций, диэлектрических и других материалов, а также при постановке экспериментальных работ, для реализации которых требуются излучение и прием электромагнитных волн, возбуждаемых радиочастотными импульсами наносекундной длительности.

#### 3.1. К определению матрицы обратного рассеяния

Известно [3.1, 3.2], что в СВЧ-устройствах, представляемых в виде четырехполюсников, при воздействии на них радиочастотных сигналов смена направления передачи энергии с выхода на вход может приводить к неравенству коэффициентов передачи в этих опытах, т.е. невзаимности исследуемого объекта. Мету невзаимности в данном случае обычно определяют из сравнения коэффициентов  $S_{12}$  и  $S_{21}$  [3.3] матрицы рассеяния (3.1):

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Поскольку коэффициенты матрицы  $\mathbf{S}$  комплексные, невзаимность устройств может быть определена в виде следующих типов: амплитудная; фазовая; частотная (преобразование частоты, включая доплеровский сдвиг); поляризационная.

Свойство невзаимности при исследовании отражений от различных объектов при их облучении электромагнитной волной определить так, как это делается в отношении четырехполюсных устройств, нельзя, поскольку в данном случае есть вход, но нет выхода. При обратном рассеянии радиочастотной волны от объекта есть аналогия с двухполюсником, от входа которого отражается часть энергии, а другая часть попадает внутрь двухполюсника. При этом внутри двухполюсника электромагнитная волна, возбуждающая этот двухполюсник, порождает систему нормальных волн внутри волноводной структуры и может через единственный «вход» переотразиться в сторону источника облучения. Отсюда понятно, что при изучении обратного рассеяния радиолокационными методами при измерении коэффициентов  $S_{12}$  и  $S_{21}$  мы приходим к некоторому противоречию с классическим определением

ем невязности. Поэтому при исследовании невязности обратного рассеяния определяются коэффициенты матрицы обратного рассеяния, схожие в смысловом отношении с коэффициентами матрицы  $\mathbf{S}$ , но определяемые по-иному [3.4–3.6]. Основой для этого являются параметры, с помощью которых описывается электромагнитная волна, отражаемая от объекта. Одно из определений невязности матрицы рассеяния строится на сравнении амплитуд отраженного сигнала, получаемых при излучении и отражении волны с разной поляризацией. Обозначим вертикальную поляризацию через  $V$ , горизонтальную как  $H$ . В работах [3.7, 3.8] матрицу обратного рассеяния определяют при смене поляризации излучаемой волны с  $H$  на  $V$ . При этом принимаемый сигнал в виде отраженной волны разделяется с помощью устройства поляризационной селекции (ортофлекса) на компоненты  $H$  и  $V$ . В результате строится матрица обратного рассеяния (3.2):

$$\mathbf{Sp} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

где неравенство коэффициентов  $S_{VH}$  и  $S_{HV}$  является мерой невязности по признаку поляризации. Следует отметить, что полной аналогии между матрицами  $\mathbf{S}$  и  $\mathbf{Sp}$  нет, поскольку физический смысл коэффициентов разный. Невязность при исследовании обратного рассеяния может быть определена как неравенство модулей коэффициентов матрицы обратного рассеяния  $|S_{VH}| \neq |S_{HV}|$  и/или их аргументов  $\arg(S_{VH}) \neq \arg(S_{HV})$ . Если же мы выберем в качестве основного параметра амплитуду отраженного сигнала, тогда необходимо нормировать коэффициенты или матрицы  $\mathbf{Sp}$  по уровню сигнала от некоторого «идеального» отражателя. В качестве такого отражателя может быть бесконечная металлическая стенка. При других используемых видах поляризации излучаемого сигнала можно использовать более сложные поверхности отражающих объектов [3.9].

Свойство невязности в дополнение к рассмотренному признаку поляризации при изучении обратного рассеяния может быть определено так же, как в отношении четырехполюсников, по параметру частоты измеряемого отраженного сигнала вследствие преобразования частоты нелинейным объектом, а также доплеровского сдвига.

В ряде работ, посвященных исследованию процесса обратного рассеяния электромагнитных волн, теоретически и экспериментально показано существование объектов с невязными свойствами обратного рассеяния [3.7, 3.8]. Введено понятие частично невязного объекта и представлен алгоритм декомпозиции матрицы обратного рассеяния  $\mathbf{Sp}$  такого объекта на симметричную и антисимметричную части. При этом антисимметричная часть инвариантна к параметрам поляризационного базиса описания  $\mathbf{Sp}$  и во всех возможных базисах имеет вид антисимметричной матрицы. На основе результатов этих и других работ предложены устройства [3.8, 3.10–3.13], позволившие экспериментально подтвердить в лабораторных условиях и на полигоне радиолокационное наблюдение частично невязных объектов.

Тема измерений параметров, характеризующих невзаимность отраженных волн от различных объектов, рассматривалась во многих публикациях, например в [3.14–3.17]. В работе [3.18] выполнен обзор СВЧ-антенн, устройств, материалов и сред с невзаимными свойствами, которые имеют уникальные характеристики и перспективны для применения на практике. При исследовании СВЧ-параметров обратного рассеяния прибегают к достаточно сложным измерениям в безэховых камерах с применением векторных анализаторов цепей и другой аппаратуры [3.9, 3.13]. Нами была поставлена задача создания стенда для исследования частично невзаимного обратного рассеяния при воздействии коротких радиочастотных импульсов в условиях лаборатории. В данной главе представлены описание структурной схемы такого стенда, принципа его работы и результаты измерения двух видов образцов.

### 3.2. Описание стенда

Структурная схема стенда показана на рис. 3.1.

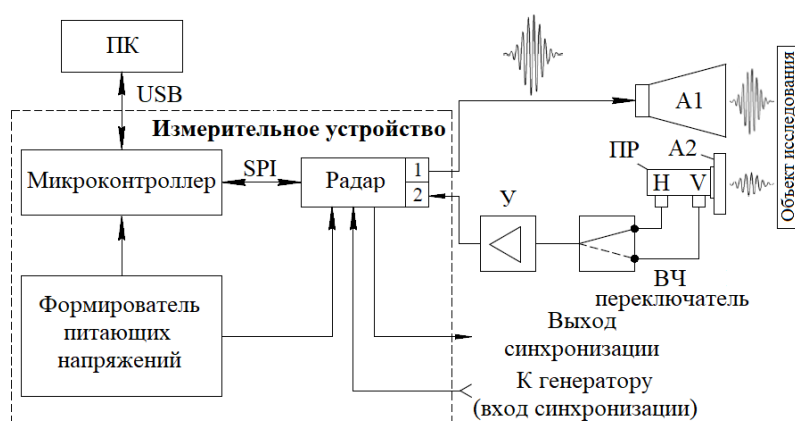


Рис. 3.1. Структурная схема стенда: 1 – выход радиочастотного сигнала; 2 – вход принимаемого отраженного от объекта сигнала; А1 – передающая антенна; А2 – приемная антенна; ПР – поляризационный разделитель с выходом горизонтальной Н и вертикальной V поляризации принимаемого электромагнитного сигнала; У – мал шумящий СВЧ-усилитель; измерительное устройство, состоящее из радара (приемопередатчика), микроконтроллера и формирователя питающего напряжения; ПК – персональный компьютер

Стенд включает измерительное устройство (ИУ), передающую антенну А1, соединенную с выходом 1 генерируемого радиочастотного импульса радара, приемную антенну А2 на входе поляризационного разделителя (ПР), выходы которого соединены с высокочастотным переключателем и входом 2 радара измерительного устройства через мал шумящий усилитель У, персональный компьютер (ПК). Измерительное устройство включает также микроконтроллер и формирователь питающих напряжений.

Микроконтроллер измерительного устройства предназначен для управления процессом измерения радара, осуществления переключения между вы-

ходами поляризационного разделителя, осуществления поворота исследуемого объекта, закрепленного на отражательной поверхности, на заданный угол (рис. 3.2), временным хранением измеряемых данных и их передачи через порт USB на персональный компьютер. Управление измерительным устройством и стендом в целом выполняется с помощью разработанного специализированного программного обеспечения.

Микросхема радара содержит генератор тестового сигнала, приёмник, вход и выход синхронизации. Тактирование может быть выполнено от внутреннего генератора или от внешнего через вход синхронизации. Технические характеристики радара представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

**Технические характеристики измерительного устройства**

Параметр	Значение
Длительность сигнала	1,75–3,1 нс
Центральная частота	5,3–8,8 ГГц
Частота дискретизации	38 ГГц
Чувствительность	0,1 мВ
Динамический диапазон	60 дБ
Максимальная дальность измерения	21,7 м

Радар формирует радиоимпульс с амплитудой 0,6 В, параметры которого определяются настройками генератора (см. табл. 3.1).

Внешний вид стенда показан на рис. 3.2. Схема применения стенда показана на рис. 3.3.

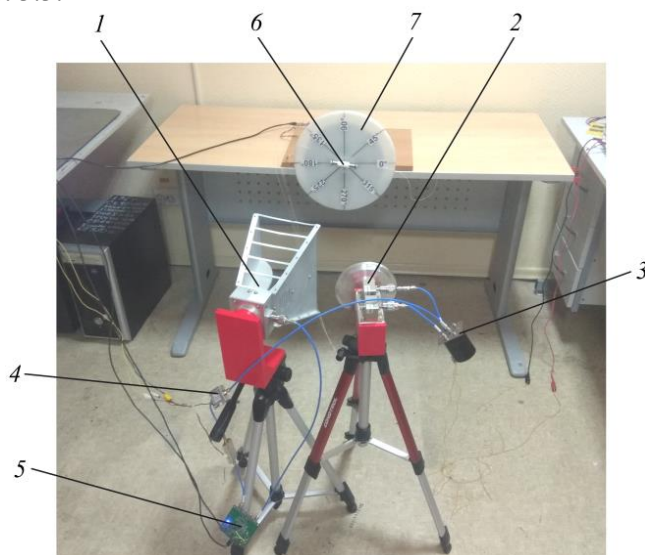


Рис. 3.2. Фотография стенда: 1 – передающая антенна А1; 2 – сборка приемной антенны А2 и поляризационного разделителя; 3 – переключатель сигналов с выходов Н–V поляризационного разделителя на вход малошумящего усилителя 5, соединенного с приемным каналом измерительного устройства 4; 6 – исследуемый объект, установленный на диске 7 из диэлектрика (видимая поверхность) и металлического диска (тыльная сторона)

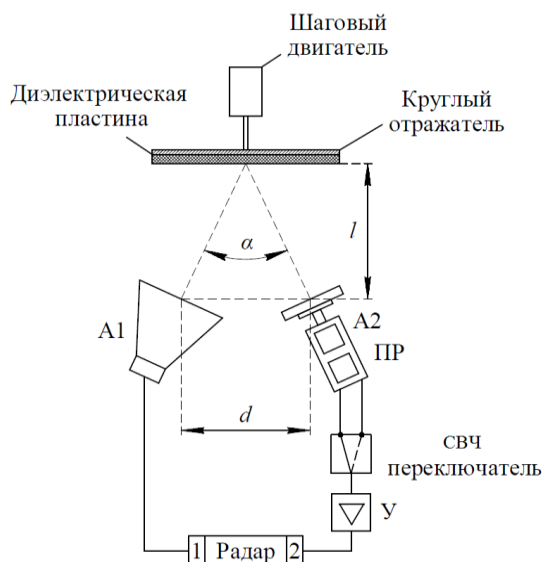


Рис. 3.3. Схема применения стенда: А1 – передающая антенна;  $l$  – выход сформированного зондирующего сигнала радара измерительного устройства; А2 – приемная антенна; ПР – поляризационный разделитель, выходы которого через СВЧ-переключатель соединяются с У – маломушящим усилителем; 2 – вход приёмника приёмопередатчика измерительного устройства;  $l$  – расстояние до экрана;  $d$  – расстояние между антеннами;  $\alpha$  – угол между оптическими осями передающей антенны А1 и приемной антенны А2

На рис. 3.4 представлена фотография измерительного устройства.

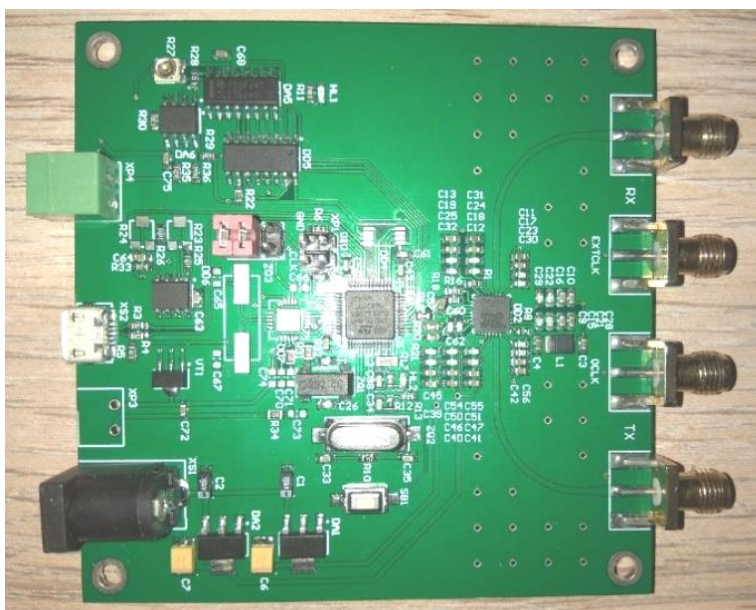


Рис. 3.4. Фотография измерительного устройства

Передающая антенна А1 и приемная антенна А2 (см. рис. 3.3) ориентированы на отражающий металлический экран под небольшим углом  $\alpha$ , но так, чтобы оптические оси А1 и А2 пересекались на объекте исследований. В качестве экрана использовался диск диаметром 240 мм из нержавеющей стали, закрытый диэлектрической пластиной из полиэтилена толщиной 5 мм. На этой пластине закрепляются исследуемые объекты – модели среды. Металлический отражатель приводится в круговое движение шаговым двигателем с управлением от ПЭВМ и контролем угла поворота с минимальным углом 3 град.

Тип поляризации излучаемой волны, вертикальная или горизонтальная, задается ориентацией передающей антенной А1, в качестве которой взята антенна А-INFOMW LB-8180-NF (0,8–18 ГГц). Поскольку исследуемый объект крепится на вращающемся диске, достигается вращение плоскости поляризации относительно исследуемого объекта в пределах 0–360 град. В этом случае изменение плоскости поляризации за счет вращения антенны А1 имеет вспомогательный характер. Практика показала, что изменение плоскости линейной поляризации относительно исследуемого объекта вращением отражающего экрана вносит меньшие погрешности в измерения.

Приемная антенна А2 в виде облучателя зеркал принимает отраженный от исследуемого объекта сигнал с неизвестным соотношением между вертикальной и горизонтальной составляющими поляризации. Поляризационный разделитель (ПР) [3.19–3.24] позволяет декомпозировать эти составляющие и передать одну из них с помощью высокочастотного переключателя NARDA 143DT через волноводно-коаксиальные разъемы и усилитель на приемный канал 2 приемопередатчика. Переключением выхода поляризационного разделителя измеряется другая составляющая поляризации. Внешний вид сборки приемной антенны А2 и поляризационного разделителя, изготовленных в АО «НПФ «Микран», показан на рис. 3.5.



Рис. 3.5. Фотография сборки приемной антенны А2 и поляризационного разделителя ПР



### 3.3. Результаты измерений

**Калибровка.** Перед измерениями различных объектов проводилась калибровка стенда путем измерения отраженного сигнала от круглого отражателя при его вращении от 0 до 180 град в отсутствие на нем испытуемого объекта. При этом также проводились измерения при изменении угла поворота передающей антенны А1 от исходного положения на 45 и 90 град в специально разработанной системе крепления, изготовленной с помощью 3D-печати. Положения антенны А1 соответствовали поляризации излучаемой электромагнитной волны: горизонтальная (Н), под углом 45 град и вертикальная (V). При этом в приемном канале использовались выходы Н и V поляризационного разделителя ПР, обеспечивающие сочетания поляризации передача-прием в следующих вариантах: НН, НV, VV, VН, 45 град Н, 45 град V. Однако изменение положения антенны А1 при проведении экспериментов приводило к смещению угла  $\alpha$  и расстояния  $l$  и неприемлемым погрешностям измерения. Такой способ изменения поляризации требует дополнительных калибровочных измерений в каждом из положений антенны А1. Поэтому в процессе измерений использовалось вращение диска и соответственно объекта исследований с помощью шагового двигателя (см. рис. 3.2, 3.3) относительно фиксированной плоскости поляризации электромагнитного поля, излучаемой антенной А1.

Целью калибровки являлось определение погрешности при измерении матрицы обратного рассеяния  $\mathbf{S}_p$ , которая для вращающегося диска должна максимально близко удовлетворять условиям  $S_{HH} = S_{VV}$ ,  $S_{HV} = S_{VH} = 0$ . Измерения коэффициентов  $\mathbf{S}_p$  проводились при вращении диска от 0 до 180 град. На рис. 3.6 показаны записанные осциллограммы напряжений  $U_{HH}$  и  $U_{VV}$  на выходе измерительного устройства при углах поворота  $\varphi = 0, 90$  град. Аналогичные осциллограммы получены при  $\varphi = 45, 90, 135, 180$  град для  $U_{VV}, U_{VH}, U_{HV}$ . Результаты измерения абсолютных значений  $U_{HH}$  и  $U_{HV}$  показаны на рис. 3.7, 3.8. Зависимость  $U_{HH}$  от угла  $\varphi$  снималась при неизменной ориентации передающей антенны, соответствующей поляризации Н, и на выходе Н поляризационного разделителя. Напряжение  $U_{HV}$  снималось с выхода V поляризационного разделителя при различных углах  $\varphi$  и неизменном положении антенны А1.

Определены среднее значение  $U_{HHm} = 145,0$  мВ (см. пунктирную линию на рис. 3.7) и максимальное отклонение от среднего  $\Delta U_{HH} = 2,9$  мВ, что составляет 2% от  $U_{HHm}$ . При измерении  $U_{HV}$  (см. рис. 3.8) получено среднее значение  $U_{HVm} = 3,8$  мВ в диапазоне  $\varphi = 0 \dots 180$  град и максимальное абсолютное отклонение от среднего  $\Delta U_{HV} = 4,9$  мВ при  $\varphi = 180$  град. На основании анализа ожидаемой погрешности измерения коэффициентов  $S_{HV}, S_{VH}$  был сделан вывод о целесообразности перехода от горизонтальной поляризации к вертикальной в интервале углов  $\varphi = 0 \dots 135$  град.

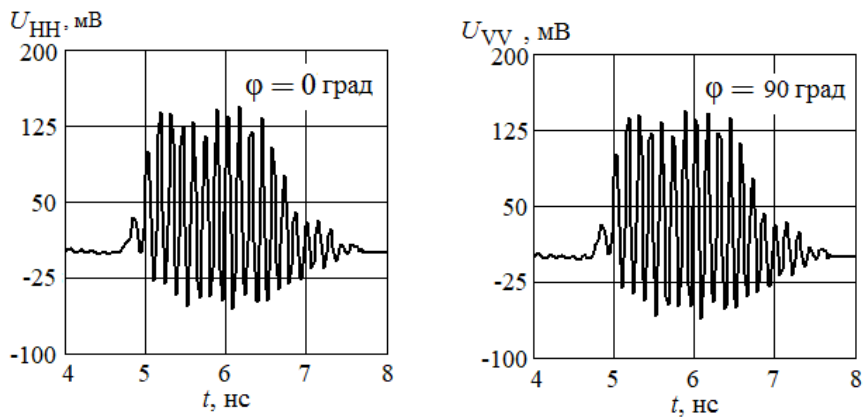


Рис. 3.6. Осциллограммы напряжений  $U_{HH}$  и  $U_{VV}$  на выходе измерительного устройства при углах поворота  $\phi = 0, 90$  град при измерении  $S_p$  вращающегося металлического диска

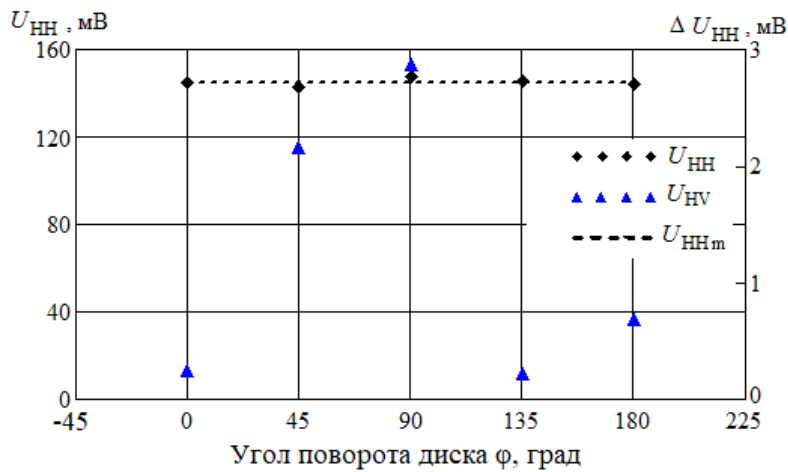


Рис. 3.7. Зависимость напряжения  $U_{HH}$  от угла поворота диска, т.е. плоскости поляризации относительно отражающего объекта на выходе микроконтроллера

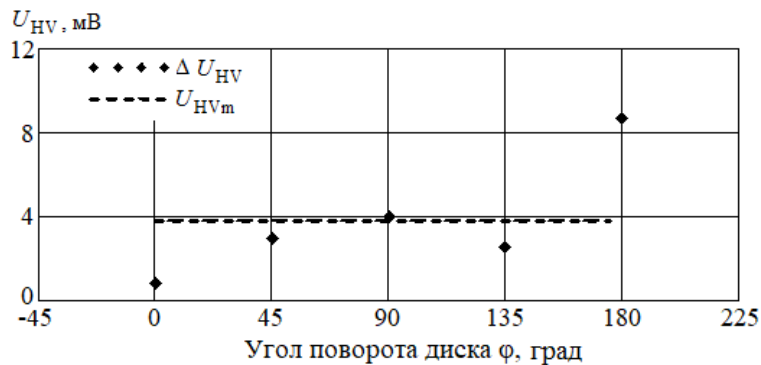


Рис. 3.8. Зависимость напряжения  $U_{HV}$  от угла поворота диска на выходе микроконтроллера

При указанных ограничениях на угол  $\varphi$  динамический диапазон при измерении  $S_{HH}$ ,  $S_{HV}$ ,  $S_{VH}$  составляет

$$D_{HH} = 20 \cdot \log(\max(\Delta U_{HH}) / U_{HHm}) = -34,0 \text{ дБ}, \quad (3.3)$$

$$D_{VH, HV} = 20 \cdot \log(\max(\Delta U_{HV}) / U_{HHm}) = -33,7 \text{ дБ}. \quad (3.4)$$

В результате измерений получена нормированная по  $U_{HHm}$  матрица рассеяния **S<sub>pn</sub>** диска в диапазоне  $\varphi = 45 \dots 135$  град:

$$\mathbf{S_{pn}} = \frac{2}{(S_{HH} + S_{VV})} \cdot \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,992 & 0,021 \\ 0,018 & 1,008 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

**Объект исследования, результаты измерений.** В качестве объекта исследований взята физическая модель среды, представляющая собой ферритовый брусок размером  $8 \times 4 \times 70$  мм, помещенный между двумя диэлектрическими подложками размером  $8 \times 1 \times 64$  мм. Брусок располагался на диэлектрической пластине горизонтально по линии 0 град (рис. 3.2, поз. б), выступая над поверхностью диска на 8 мм, будучи закрепленным по наименьшему размеру (рис. 3.9). Подмагничивание феррита осуществлялось неодимовым магнитом размером  $6 \times 4 \times 6$  мм в поперечном направлении по центру бруска.

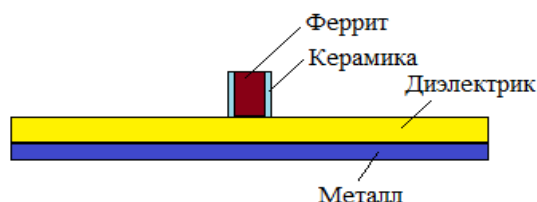


Рис. 3.9. Конструкция испытываемого объекта в виде физической модели среды, содержащей ферромагнитное включение

На рис. 3.10 показаны записи сигналов в виде зависимости от времени напряжений на выходе микроконтроллера при разных углах наклона ферритового бруска и при переключении выходов поляризационного разделителя  $U_{HH}$ ,  $U_{HV}$ ,  $U_{VH}$ .

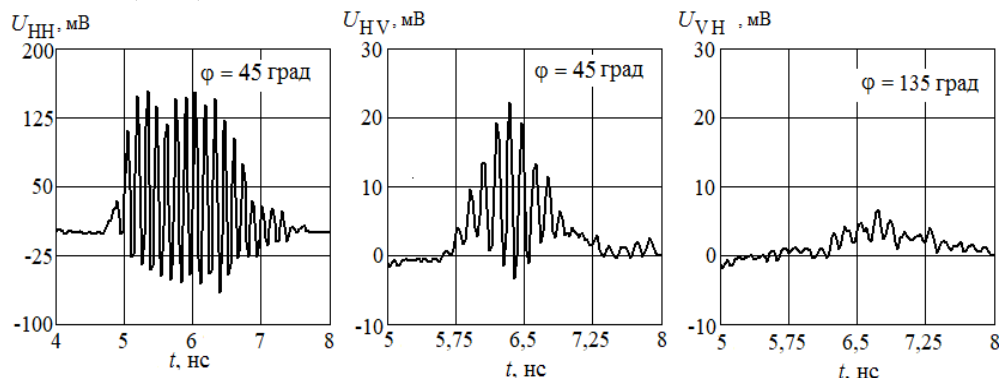


Рис. 3.10. Зависимость напряжений на выходе микроконтроллера при  $\varphi = 45, 135$  град и переключении выходов поляризационного разделителя

Измерения позволили получить матрицу обратного рассеяния в абсолютных значениях напряжений и в нормированном виде

$$\mathbf{Spn} = \begin{bmatrix} 1,002 & 0,139 \\ 0,041 & 0,998 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Оценка (3.6), исходя из превышения порога чувствительности  $D_{VH, HV}$  (3.4), дает величину  $D_{HV} = -17,14$  дБ,  $D_{VH} = -27,744$  дБ. Рассчитанный коэффициент невязности [3.7, 3.8] составил величину  $\zeta = 0,089$ , что позволяет сделать вывод о частичной невязности матрицы обратного рассеяния исследуемой физической модели.

В разработанной программе обработки результатов измерений предусмотрено проведение спектрального анализа найденных временных зависимостей, что дает возможность получить матрицы обратного рассеяния в комплексной форме и осуществить их анализ с определением группы из 6 инвариантов Хойнена–Эйлера  $\phi$ ,  $m$ ,  $\theta$ ,  $\varepsilon$ ,  $\nu$ ,  $\gamma$  и двух поляризационных инвариантов  $\zeta$ ,  $\eta$ , имеющих угловую размерность [3.25–3.27].

Проведены измерения матрицы обратного рассеяния конструкции, показанной на рис. 3.9, при продольном намагничивании феррита посредством соленоида длиной 16 мм, закрывающего от падающей электромагнитной волны брусок на  $\pm 9$  мм от центра. При токе подмагничивания 1.5 А получена нормированная матрица рассеяния  $\mathbf{Spn}$  (3.7), и после применения преобразования Фурье к исходным временным зависимостям напряжений  $U_{HH}$ ,  $U_{VV}$ ,  $U_{VH}$ ,  $U_{HV}$  – комплексная нормированная матрица  $\mathbf{Spn}$  (3.8):

$$\mathbf{Spn} = \begin{bmatrix} 1 & 0,177 \\ 0,018 & 0,993 \end{bmatrix}; \quad (3.7)$$

$$\mathbf{\bar{S}pn} = \begin{bmatrix} 0,802+0,597i & 0,147+0,054i \\ 0,019+8,72i \times 10^{-3} & 0,821+0,571i \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Используя (3.8), определены угол невязности  $\zeta = 5,03$  град и разность абсолютных фаз симметричной и антисимметричной частей матрицы рассеяния  $\zeta = 20,6$  град [3.25–3.27].

### 3.4. Экспериментальное исследование невязного управляемого устройства

В связи с проведением исследований невязности матриц рассеяния радиолокационным методом была поставлена задача разработки управляемого устройства, содержащего элементы с заведомо взаимными и невязными свойствами. Описание такого устройства и результаты его исследования в широком диапазоне частот являются целью данного подраздела.

Существует два основных способа изменения параметров устройств на полосковых одиночных и связанных линиях передачи [3.28–3.31]. Первый

способ базируется на внесении сосредоточенных неоднородностей в секции линий, создающих эффект изменения параметров в ограниченном диапазоне частот. При этом неизбежно образуется частотно-селективная цепь. В неширокой частотной полосе секция рассматривается как полосковая линия с изменяемым характеристическим сопротивлением и изменяемым коэффициентом распространения квази-Т-волн. Матрица рассеяния таких устройств

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

может быть несимметрична и  $S_{11} \neq S_{22}$ , но, как правило, взаимна, т.е.  $S_{12} = S_{21}$ .

Второй способ основан на управлении параметрами диэлектрической, магнитной или магнитодиэлектрической среды [3.3–3.36]. При этом изменяются погонные параметры полосковых линий, и при использовании, например, ферритов можно получить неравенство  $S_{12} \neq S_{21}$ .

### 3.4.1. Конструкция устройства

Для решения поставленной задачи в качестве линии передачи была выбрана расщепленная полосковая линия (РПЛ), разделенная на три секции (рис. 3.11) [3.28, 3.29]. Две секции РПЛ открыты для внешнего электромагнитного воздействия и образуют диполь, ближние концы которого соединены через третью секцию РПЛ с включением в ее конструкцию вертикально расположенной ферритовой подложки с подмагничиванием током соленоида. Внешний вид исследуемой конструкции приведен на рис. 3.12.

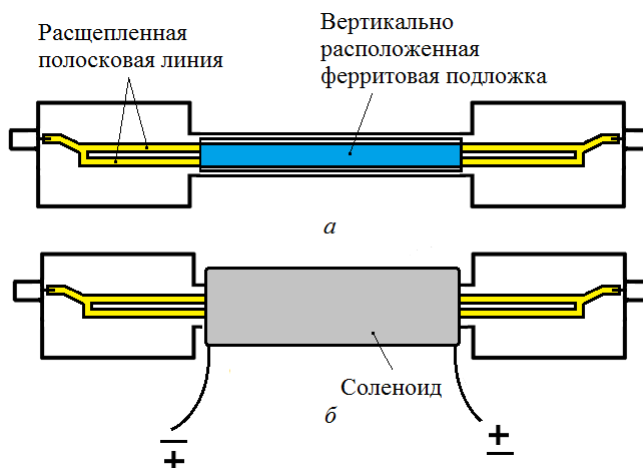


Рис. 3.11. Конструкция устройства, содержащего полосковый ферритовый фазовращатель и открытые отрезки расщепленных полосковых линий

Конструкция устройства как четырехполюсника для измерения классической матрицы рассеяния снабжена коаксиально-полосковыми переходами. Экспериментальные исследования проводились на векторном анализаторе цепей P4226/1 производства АО «НПФ «Микран».

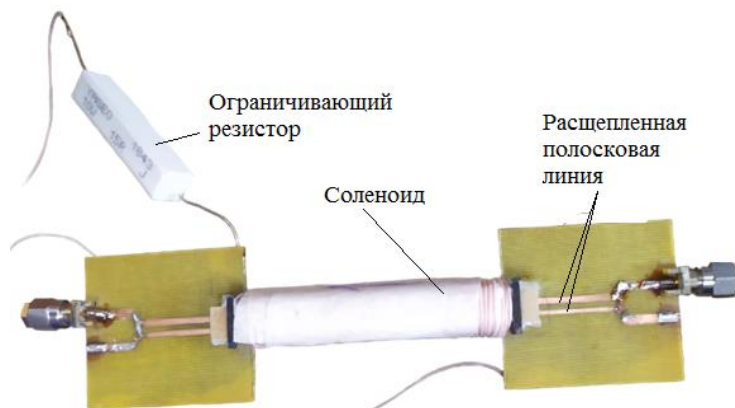


Рис. 3.12. Конструкция ферритового фазовращателя в сборе

Эквивалентная схема устройства на основе РПЛ показана на рис. 3.13. Схема включает три секции, состоящие из полосок 1–6, нагрузки на входе и выходе  $Z_{L1}$ ,  $Z_{L2}$  и источник ЭДС  $E$ . Полоски 1–2, 5–6 на схеме рис. 3.13 расщепленной полосковой линии представляют две связанные линии, возбуждаемые источником ЭДС в режиме, близком к синфазному. Наличие небольшого фазового сдвига в начале линий и неоднородностей вдоль полосок приводит к тому, что в связанных полосках распространяются квази-Т-волны синфазного и противофазного типа с различающимися фазовыми скоростями мод [3.37]. Поэтому в секциях РПЛ наблюдается интерференция падающих и отраженных волн с особенностями, подробно рассмотренными в работе [3.38].

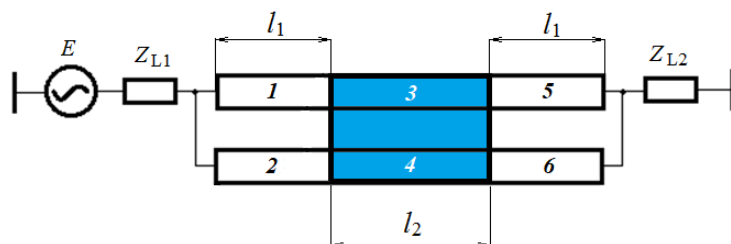


Рис. 3.13. Эквивалентная схема устройства на основе трехсекционной расщепленной полосковой линии

Был изготовлен макет РПЛ с размерами поперечного сечения, показанными на рис. 3.14 и 3.15 [3.40]. Взяты следующие размеры:  $W=1,1$  мм,  $D=1,0$  мм,  $h_1=1,5$  мм,  $h_2=8,4$  мм,  $A_1=40,0$  мм,  $A_2=10,0$  мм. Продольные размеры открытых секций РПЛ  $l_1=40,0$  мм, закрытой секции  $l_2=60,0$  мм. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки из материала FR4  $\epsilon_r=4,5$ . Подложка из феррита 10СЧ-4. Секция РПЛ, включающая полоски 3–4 с вертикально расположенной ферритовой подложкой, помещена внутрь соленоида для подмагничивания в продольном направлении.

Эта секция закрыта от внешнего воздействия электромагнитного поля намоткой соленоида.

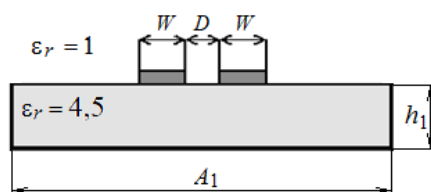


Рис. 3.14. Поперечное сечение открытой секции РПЛ (полоски 1–2, 5–6)

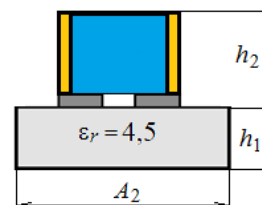


Рис. 3.15. Поперечное сечение секции с вертикально расположенной ферритовой подложкой

### 3.4.2. Результаты измерений частотных характеристик

Было проведено исследование частотных характеристик устройства как четырехполосника [3.39]. Измерены частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния в диапазоне частот от 4,5 до 7,5 ГГц (рис. 3.16–3.21) при разных токах подмагничивания с целью определения полной матрицы коэффициентов рассеяния  $S$ . Анализ частотной зависимости  $S$  необходим для выделения полос частот при последующих измерениях матрицы обратного рассеяния с частичной невзаимностью вследствие наличия в испытуемом устройстве элементов, характеризующихся матрицей  $S$  с коэффициентами  $S_{12} \neq S_{21}$  [3.40–3.43].

На рис. 3.15 показаны частотные зависимости  $|S_{11}|$  и  $|S_{22}|$  при разных токах подмагничивания. Сравнение  $|S_{21}|$  и  $|S_{12}|$  показано на рис. 3.16.

Важным параметром при исследовании обратного рассеяния является зависимость фазового сдвига, вносимого невзаимным элементом испытуемого объекта [3.40]. Частотные зависимости  $\arg(S_{12})$ ,  $\arg(S_{21})$  показаны на рис. 3.17.

Исследовано влияние изменения направления тока подмагничивания на характеристики устройства в более широкой полосе частот до 8 ГГц. На рис. 3.18 показаны частотные зависимости модуля коэффициента передачи  $|S_{21}|$  при изменении направления максимального тока подмагничивания 0,7 А.

На основе анализа графиков рис. 3.15–3.18 было рекомендовано проводить измерения матрицы рассеяния при радиолокационном исследовании невзаимного устройства в диапазоне 6,5–7,2 ГГц.

Для более детального анализа характеристик проведено измерение зависимости вносимого фазового сдвига и модуля коэффициента передачи устройства от тока подмагничивания на фиксированной частоте 7,07 ГГц при смене направления тока в соленоиде. Графики на рис. 3.19 и 3.20 показывают наличие невзаимности разработанного устройства.

Из графиков (см. рис. 3.19) видно, что регулируемый фазовый сдвиг составил  $\Delta\varphi_1 = 127$  град при направлении  $I$ , совпадающем с направлением передачи СВЧ-сигнала, и  $\Delta\varphi_2 = 153$  град при противоположном направлении  $I$ . Изменение вносимых потерь  $|S_{21}|$  при вариации  $I$  было приблизительно 8 дБ.

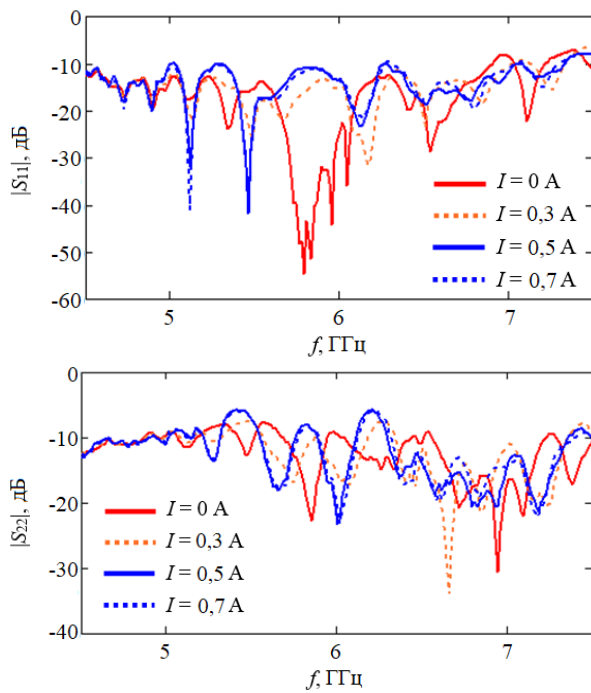


Рис. 3.15. Частотные зависимости  $|S_{11}|$  и  $|S_{22}|$  при разных значениях тока подмагничивания  $I$

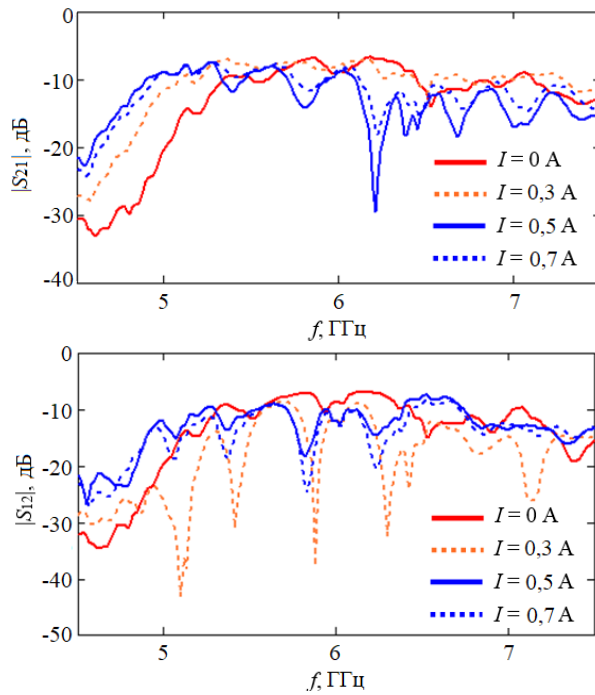


Рис. 3.16. Частотные зависимости  $|S_{21}|$  и  $|S_{12}|$  при разных значениях тока подмагничивания  $I$



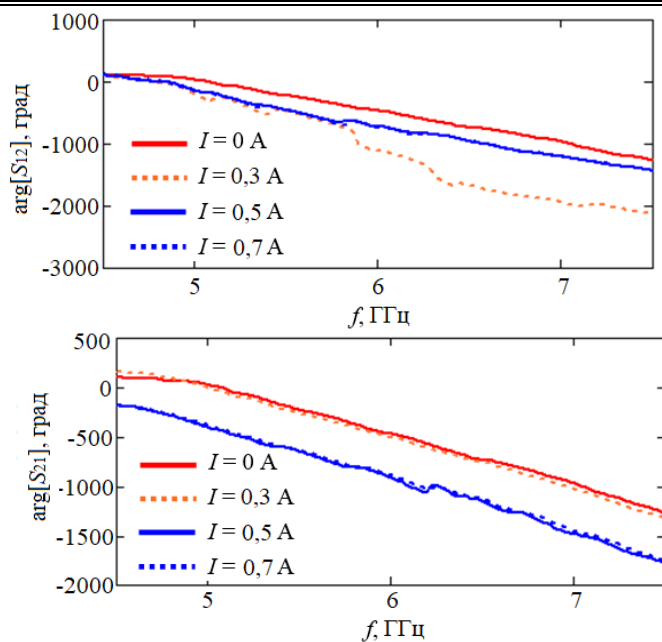


Рис. 3.17. Частотные зависимости фазовой задержки  $\arg(S_{12})$  и  $\arg(S_{21})$  при разных значениях тока подмагничивания  $I$

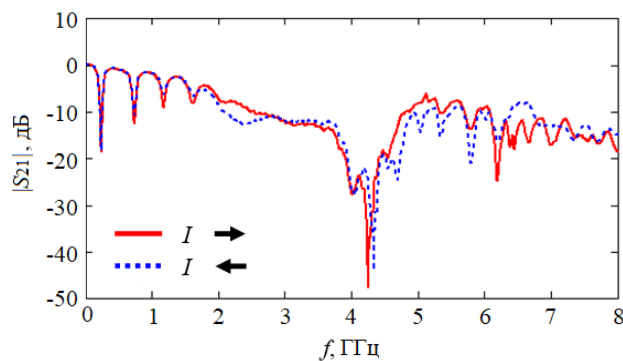


Рис. 3.18. Частотные зависимости модуля коэффициента передачи  $|S_{21}|$  при изменении направления тока подмагничивания

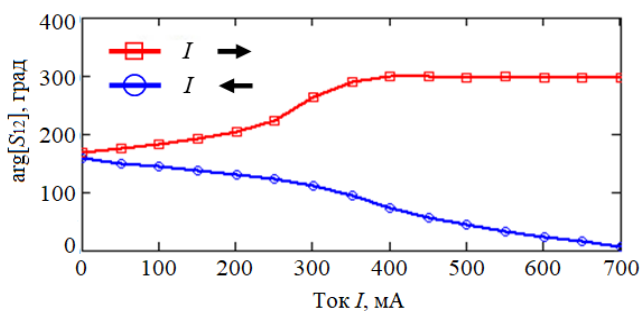


Рис. 3.19. Зависимости вносимого фазового сдвига коэффициента передачи устройства от направления тока подмагничивания  $I$  на частоте 7,07 ГГц

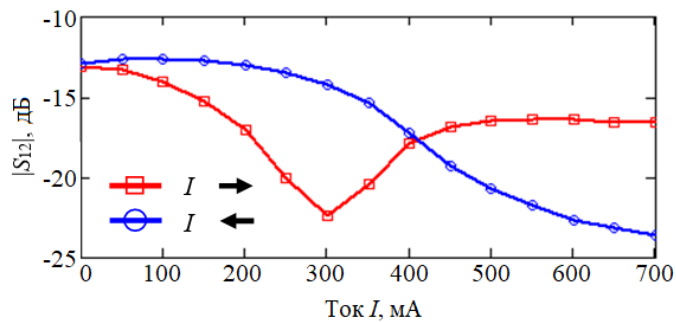


Рис. 3.20. Зависимости модуля коэффициента передачи устройства от тока подмагничивания  $I$  на частоте 7,07 ГГц

Исследованная конструкция расщепленной полосковой линии с ферритовой подложкой была использована для проведения радиофизических исследований зависимости матрицы обратного рассеяния рассматриваемой структуры при изменении силы и направления тока в соленоиде с целью оценки ее невзаимности по аналогии с работой [3.43].

### 3.4.3. Результаты измерения матрицы обратного рассеяния

Измерения параметров обратного рассеяния проводились на стенде, описанном в подразд. 3.2. С помощью стенда определялись напряжения сигналов обратного рассеяния на номинальной частоте излучения приемопередатчика 6,767 ГГц. На рис. 3.21 показаны зависимости от времени напряжения сигнала обратного рассеяния при положении излучающей антенны 45 град (индекс 45) в двух положениях объекта – вертикальном (по оси  $Y$ , индекс  $V$ ) и горизонтальном (по оси  $X$ , индекс  $H$ ). Ток подмагничивания  $I_{\text{п}} = 0$ . Результаты спектрального анализа  $U(f)$  показаны на рис. 3.22.

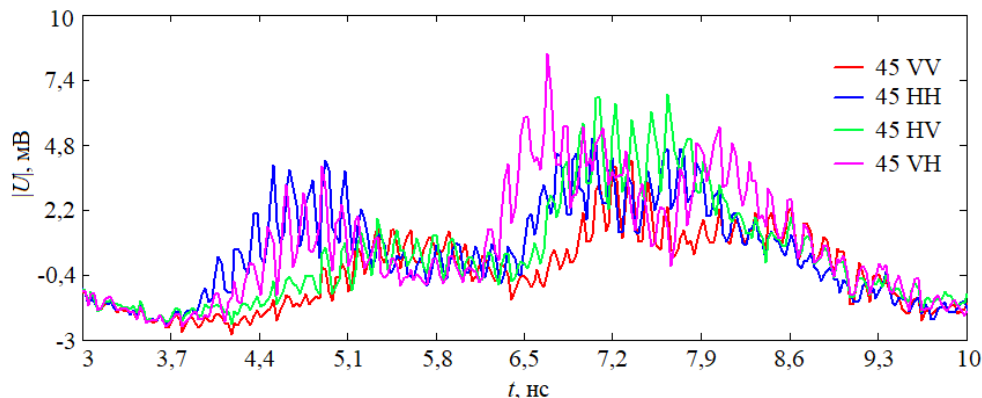


Рис. 3.21. Зависимости напряжения  $U(t)$ , сформированные с помощью ПО ПК из массива данных на выходе микроконтроллера при ориентации излучающей антенны 45 град (первый индекс 45), в положении испытуемого устройства вертикальном (второй индекс  $V$ ), горизонтальном (второй индекс  $H$ ). Третий индекс  $V$  или  $H$  обозначает прием сигнала с выходов соответственно  $V$  и  $H$  поляризационного разделителя. Ток подмагничивания  $I_{\text{п}} = 0$

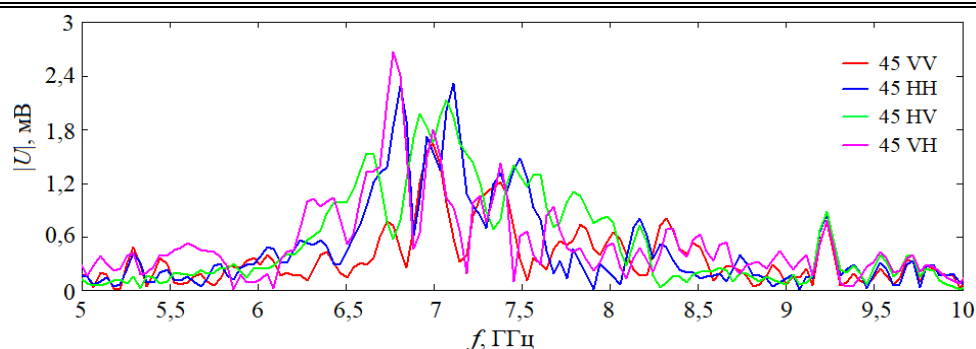


Рис. 3.22. Огибающие спектров  $U(f)$  при условиях, указанных к рис. 3.21

Следующие ниже рис. 3.23–3.26 иллюстрируют результаты исследования обратного рассеяния устройства при разных сочетаниях углового положения, тока подмагничивания и поляризации.

Из полученных характеристик, показанных на рис. 3.24, записываем матрицу рассеяния для приведенных условий на частоте 6,767 ГГц.

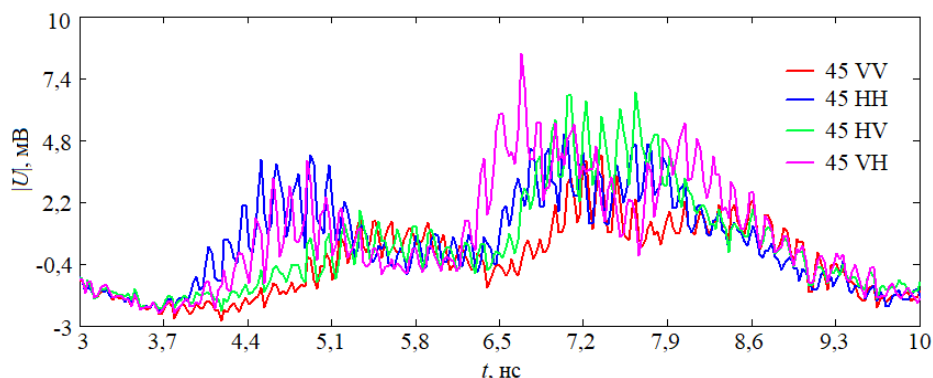


Рис. 3.23. Зависимости напряжения  $U(t)$ , сформированные с помощью ПО ПК из массива данных на выходе микроконтроллера при условиях, указанных к рис. 3.21. Ток подмагничивания  $I_n = 0,72$  А (протекает в прямом направлении)

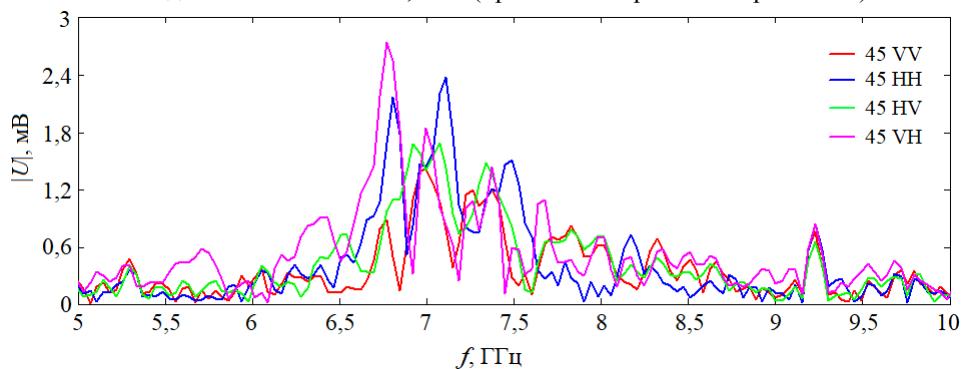


Рис. 3.24. Огибающие спектров  $U(f)$ , сформированные с помощью ПО ПК из массива данных на выходе микроконтроллера при условиях, указанных к рис. 3.21. Ток подмагничивания  $I_n = 0,72$  А (протекает в прямом направлении)

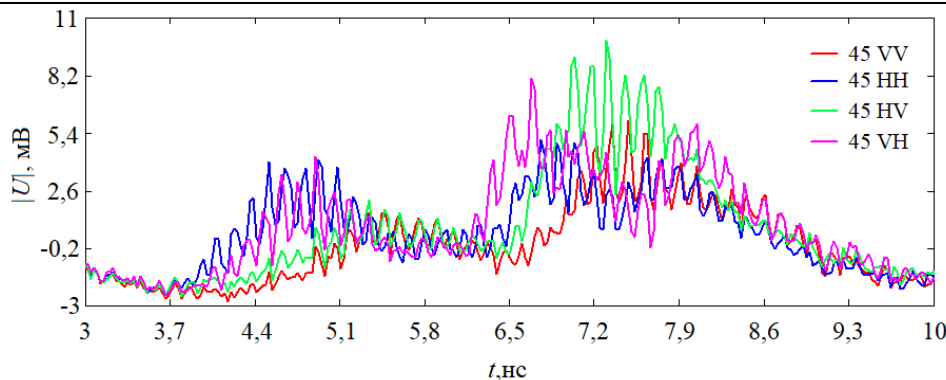


Рис. 3.25. Зависимости напряжения  $U(t)$ , сформированные с помощью ПО ПК из массива данных на выходе микроконтроллера при условиях, указанных к рис. 3.21. Ток подмагничивания  $I_{\Pi} = 0,72$  А (протекает в обратном направлении)

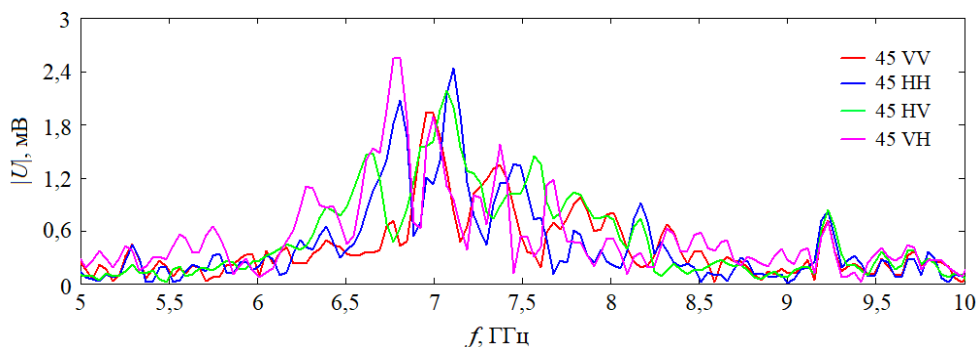


Рис. 3.26. Огибающие спектров  $U(f)$  при условиях, указанных к рис. 3.21. Ток подмагничивания  $I_{\Pi} = 0,72$  А (протекает в обратном направлении)

Полученные зависимости  $U(f)$  (см. рис. 3.26) при изменении ориентации исследуемого объекта и приеме обратного рассеяния вертикальной и горизонтальной поляризации позволили записать матрицу рассеяния для приведенных условий на выбранной частоте 6,767 ГГц:

$$\mathbf{S1} = \begin{bmatrix} S_{45\text{ VV}} & S_{45\text{ VH}} \\ S_{45\text{ HV}} & S_{45\text{ HH}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,71588 & 2,5490 \\ 0,47908 & 1,8039 \end{bmatrix}.$$

На рис. 3.27 показаны зависимости от времени напряжения сигнала обратного рассеяния при горизонтальном и вертикальном положениях излучающей антенны (индексы Н и V) в двух положениях объекта – вертикальном (второй индекс V) и горизонтальном (второй индекс H). Ток подмагничивания  $I_{\Pi} = 0$ .

Получена следующая матрица рассеяния:

$$\mathbf{S2} = \begin{bmatrix} S_{\text{VVV}} & S_{\text{V VH}} \\ S_{\text{HVV}} & S_{\text{H HH}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,58342 & 0,87991 \\ 0,47016 & 0,6351 \end{bmatrix}.$$

На рис. 3.29 и 3.30 приведены зависимости для предыдущего случая, но при токе подмагничивания  $I_{\Pi} = 0,72$  А.

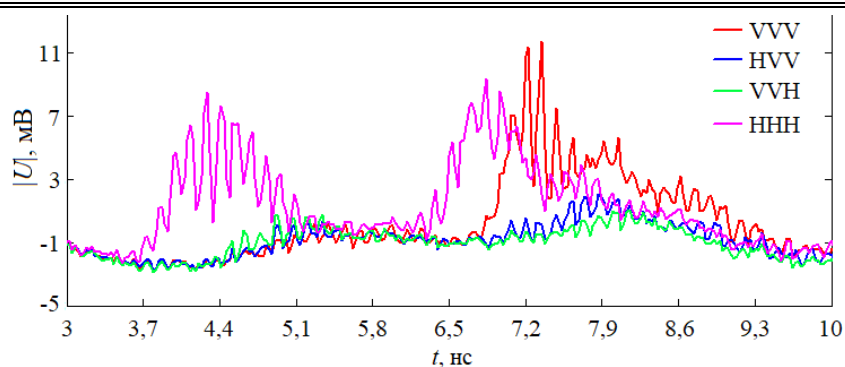


Рис. 3.27. Зависимости напряжения  $U(t)$ , сформированные с помощью ПО ПК из массива данных на выходе микроконтроллера при ориентации излучающей антенны в горизонтальном (первый индекс Н) и вертикальном положениях (первый индекс V), в положении испытуемого устройства вертикальном (второй индекс V), горизонтальном (второй индекс Н). Третий индекс V или Н обозначает прием сигнала с выходов соответственно V и Н поляризационного разделителя.

Ток подмагничивания  $I_n = 0$

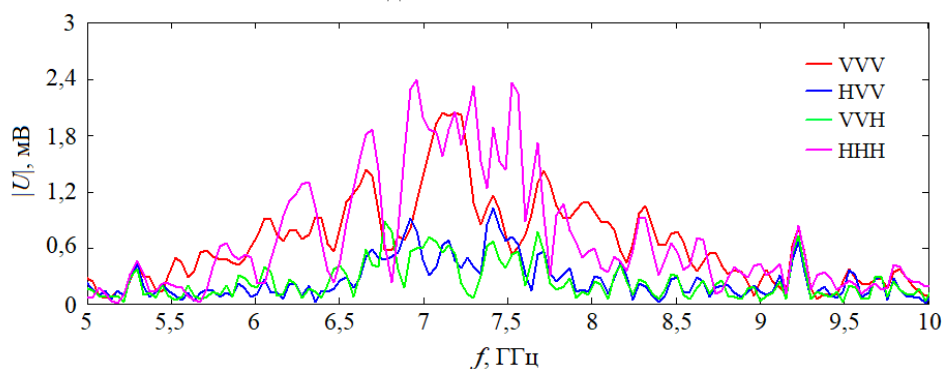


Рис. 3.28. Огибающие спектров  $U(f)$  при условиях, указанных на рис. 3.27.

Ток подмагничивания  $I_n = 0$

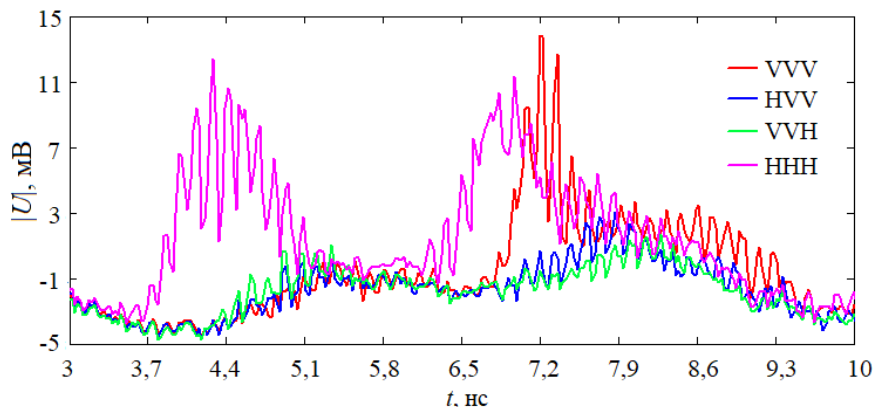


Рис. 3.29. Зависимости напряжения  $U(t)$  на выходе микроконтроллера при условиях, соответствующих рис. 3.27. Ток подмагничивания  $I_n = 0,72$  А (протекает в прямом направлении)

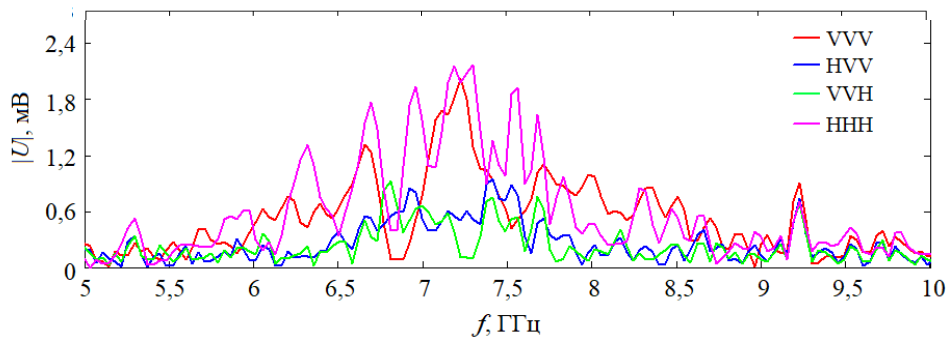


Рис. 3.30. Огибающие спектров  $U(f)$  при условиях, соответствующих рис. 3.27. Ток подмагничивания  $I_n = 0,72$  А (протекает в прямом направлении)

Для этих условий эксперимента получена матрица рассеяния:

$$\mathbf{S3} = \begin{bmatrix} S_{VVV} & S_{VVH} \\ S_{HVV} & S_{HHH} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,48886 & 0,81792 \\ 0,46498 & 0,86205 \end{bmatrix}.$$

Инверсия тока подмагничивания привела к изменениям зависимостей, что отражено на рис. 3.31 и 3.32.

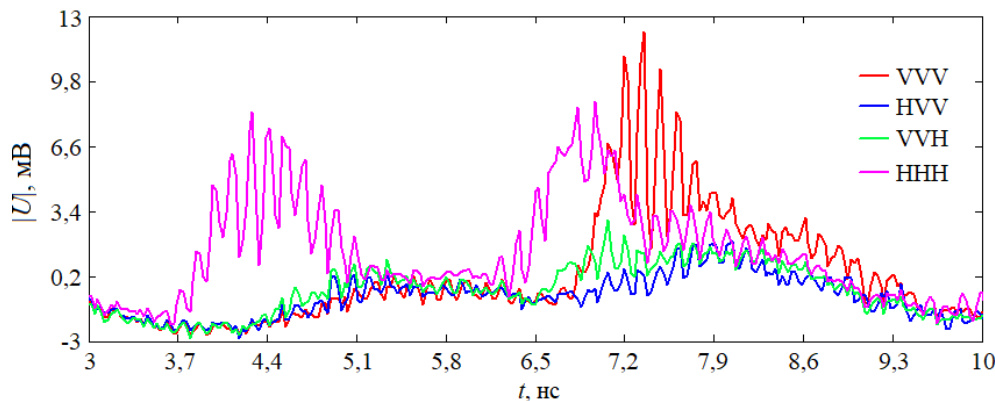


Рис. 3.31. Зависимости напряжения  $U(t)$  при условиях, соответствующих рис. 3.27. Ток подмагничивания  $I_n = -0,72$  А (протекает в обратном направлении)

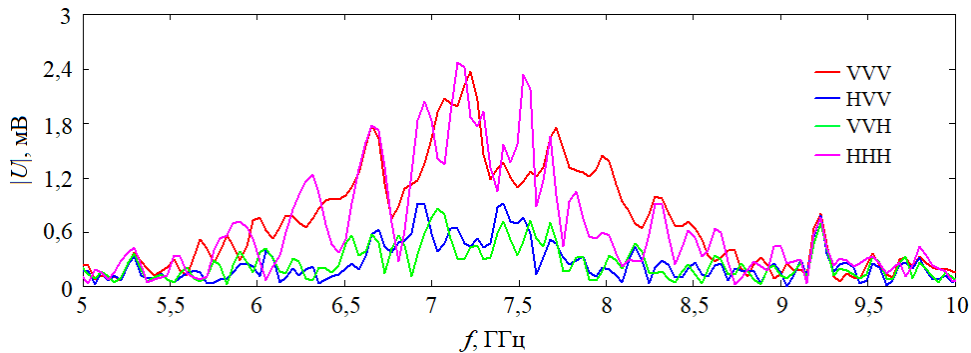


Рис. 3.32. Огибающие спектров  $U(f)$  при условиях, соответствующих рис. 3.27. Ток подмагничивания  $I_n = -0,72$  А (протекает в обратном направлении)

Полученные зависимости  $U(f)$  при инверсии тока подмагничивания позволили записать матрицу рассеяния:

$$\mathbf{S}_4 = \begin{bmatrix} S_{VVV} & S_{VVH} \\ S_{HVV} & S_{HHH} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,74659 & 0,42000 \\ 0,37000 & 0,71033 \end{bmatrix}.$$

Сопоставляя полученные матрицы, приходим к следующим выводам:

1) матрицы обратного рассеяния при изменении угловых координат и фазового сдвига в секции фазовращателя при изменении тока подмагничивания обладают несимметрией и частичной поляризационной невзаимностью [3.25–3.27, 3.40–3.42];

2) стенд применим для отработки способов оценки матрицы обратного рассеяния различных некрупногабаритных радиолокационных объектов и принципиальных решений при создании радиолокационного сенсора с выходной информацией в виде полной матрицы рассеяния.

## Выводы

Представленный стенд позволяет принимать, оцифровывать и записывать отклики от исследуемого объекта при изучении параметров различных материалов в режиме отражения электромагнитной волны радиоимпульса длительностью 1,75–3,1 нс при изменяемой частоте заполнения от 5,3 до 8,8 ГГц. Получаемые данные в виде зависимости напряжения от времени дают возможность с последующей обработкой записываемых сигналов проводить построение и анализ матриц обратного рассеяния в условиях небольшого помещения. Приведенные примеры измерений демонстрируют возможности стенда, ограниченные, в основном, величиной развязки H и V каналов поляризационного разделителя –30 дБ. Проведенная разработка применима для исследования свойств метаматериалов, защитных покрытий антенн и конструкций, диэлектрических и других материалов, а также при постановке экспериментальных работ, для реализации которых требуется излучение и прием электромагнитных волн, возбуждаемых радиочастотными импульсами с указанными параметрами.

Авторы признательны М.О. Коноваленко, В.В. Соколову, М.В. Дугину и В.А. Титову, осуществившим разработку и измерение параметров блока приемной антенны и поляризационного разделителя, а также малошумящего усилителя изготовления АО «НПФ «Микран».

### Литература к главе 3

- 3.1. Carlin H. The Scattering Matrix in Network Theory // IRE Transactions on Circuit Theory. – 1956. – Vol. 3, No. 2. – P. 88. – DOI: 10.1109/tct.1956.1086297.
- 3.2. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. –2-е изд., перераб. и доп. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
- 3.3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988.
- 3.4. Канарейкин Д.Б. Поляризация радиолокационных сигналов / Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин. – М.: Сов. радио, 1966. – 440 с.
- 3.5. Богородский В.В. Поляризации рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов / В.В. Богородский, Д.Б. Канарейкин, А.И. Козлов. – Л.: Гидрометеиздат, 1981. – 279 с.
- 3.6. Broerner W.M. A State-of-the-Art Review in Radar Polarimetry and its Application in Remote Sensing / W.M. Boerner, Y. Jamaguchi // Aerospace and Electronic Systems Magazine. – 1990 – Vol. 5(6). – P. 3. – DOI:10.1109/62.54634.
- 3.7. Хлусов В.А. Параметризация матрицы обратного рассеяния невзаимных сред // Оптика атмосферы и океана. – 1995. – Т. 8, № 10. – С. 1441.
- 3.8. Хлусов В.А. Модель обратного рассеяния электромагнитных волн частично невзаимными средами / В.А. Хлусов, П.В. Воробьев / Препринт ИЯФ 95-106. – Новосибирск, 1995.
- 3.9. Magnitude and Spectrum of Electromagnetic Wave Scattered by Small Quadcopter in X-Band / A.V. Khristenko, M.O. Konovalenko, M.E. Rovkin, V.A. Khlusov, A.V. Marchenko, A.A. Sutulin, N.D. Malyutin // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66, No. 4. – P. 1977–1984.
- 3.10. А.С. №1821855, МКИ H01Q 15/18. Радиолокационный отражатель с управляемыми поляризационными свойствами / В.А. Бутько, В.В. Доценко, В.Я. Гюнтер, Д.М. Носов, М.В. Осипов, М.Е. Ровкин, А.С. Сурков, В.А. Хлусов. Опубл. 27.02.2011.
- 3.11. Пат. RU2398318. Радиолокационный отражатель / М.В. Осипов, В.А. Хлусов. – Заявка 2009130828/09, 12.08.2009, опубл. 27.08.2010, Бюл. № 24.
- 3.12. Пат. RU2398317. Радиолокационный отражатель с управляемыми поляризационными свойствами / В.В. Доценко, М.В. Осипов, В.А. Хлусов. – Заявка № 2009132450/09, заявл. 27.08.2009, опубл.: 27.08.2010, Бюл. № 24.
- 3.13. Бутько В.А. Экспериментальные измерения поляризационно-доплеровских портретов радиолокационных объектов / В.А. Бутько, Д.М. Носов, А.С. Сурков, В.А. Хлусов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – Вып. 6. – С. 66–72.
- 3.14. Taravati S. Nonreciprocal electromagnetic scattering from a periodically space-time modulated slab and application to a quasisonic isolator / S. Taravati, N. Chamanara, C. Caloz // Phys. Rev. B, Condens. Matter. – 2017. – Vol. 96, No. 16. – P. 165. <https://doi.org/10.1103/Phys-RevB.96.165144>.
- 3.15. Sukhanyuk M., Shoshin E.L. Nonreciprocal horn reflector // Proceedings of the 9th International Scientific and Practical Conference of Students, Post-graduates Modern Techniques and Technologies / M. Sukhanyuk, E.L. Shoshin E.L. // MTT–2003. – Tomsk, 2003. – P. 71. – DOI: 10.1109/SPCMTT.2003.1438135.
- 3.16. Zang W.J. Nonreciprocal Yagi-Uda filtering antennas / W.J. Zang, X.T. Wang., A.A. Ivarez-Melcon, J.S. Gomez-Diaz [Online]: <https://arxiv.org/abs/1906.06418>. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2019.2947847>.
- 3.17. Nonreciprocal metasurface with space-time phase modulation / X. Guo, Y. Ding, Y. Duan, X. Ni [Online] [www.nature.com/lssa](http://www.nature.com/lssa)



- 3.18. Сычев А.Н. Современные устройства, антенны и отражатели с невязными свойствами (обзор) / А.Н. Сычев, Н.Д. Малютин // Журнал радиоэлектроники [Электронный журнал]. – 2020. – № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>.
- 3.19. The antenna system with signal polarization separation / M.O. Konovalenko, V.V. Sokolov, T.I. Trenkal, N.D. Malyutin // CAMSTech–2020. IOP Publishing. – 2020. – P. 052018. – DOI: 10.1088/1757-899X/919/5/052018.
- 3.20. Крылов Ю.В. Исследование ортомодового селектора на основе крестового разветвителя // Научные технологии. – 2016. – Вып. 8(17). – С. 13–16.
- 3.21. Rosenberg U. Compact T-junction orthomode transducer facilitates easy integration and low cost production / U. Rosenberg, R. Beyer // Proceedings of the 41st European Microwave Conference. – DOI: 10.23919/EuMC.2011.6101784.
- 3.22. Ali Imran Sandhu. Design of an Orthomode Transducer in Gap Waveguide Technology: Master of Science Thesis in the program Communication Antenn Group, Department of Signals & Systems Chalmers University of Technology. – Göteborg, Sweden. – September 2010. – 73 p.
- 3.23. Narayanan Gopal. A Novel Full Waveguide Band Orthomode Transducer / Gopal Narayanan, Neal R. Erickson // Thirteenth International Symposium on Space Terahertz Technology, Harvard University. – March 2002. – P. 505–514.
- 3.24. New compact OMT based on a septum solution for telecom applications / P. Sarasa, M. Díaz-Martín, J.-Ch. Angevain, C. Mangenot // 32nd ESA Antenna Workshop, Noordwijk, the Netherlands. – October 2010.
- 3.25. Algorithms for estimating the complete group of polarization invariants of the scattering matrix (Sm) based on measuring all sm elements / V. Karnychev, V. Khlusov, L.P. Lighthart, G. Sharygin // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2004. – Vol. 42, No. 3. – P. 529–539.
- 3.26. Поляризационные инварианты матрицы рассеяния невязного радиолокационного объекта / В.И. Карнышев, Л.П. Литхарт, В.А. Хлусов, Г.С. Шарыгин // Сб. докл. «Радиолокация и навигация»: междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC–2002, Воронеж). – 2002. – С. 85–91.
- 3.27. Determination of polarization invariants of asymmetric scattering matrix / V. Karnychev, V.A. Khlusov, G.S. Sharygin, L. Lighthart // Conference: Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2002. MIKON–2002. 14th International Conference. – 2002. – Vol. 2. – P. 572–575. – DOI: 10.1109/MIKON.2002.1017912.
- 3.28. Tunable Impedance Transformer Based on Split Strip Lines / N.D. Malyutin, A.V. Andreev, G.A. Malyutin, R.M. Sharabudinov // Proceedings International Siberian Conference on Control and Communications (Sibcon), 2019. – DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729638.
- 3.29. Split striplines with adjustable parameters and devices based on them / N.D. Malyutin, A.N. Malyutina, G.A. Malyutin, A.M. Zabolotsky // 29th International Crimean Conference: Microwave & Telecommunication Technology (CRIMICO'2019). ITM Web of Conferences. 2019. . Vol. 30. – DOI: 10.1051/itmconf/20193006015.
- 3.30. Vorob'ev P.A. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling / P.A. Vorob'ev, N.D. Malyutin, V.N. Federov // Radio Engineering and Electronic Physics – 1982. – Vol. 27, No. 9. – P. 38–44.
- 3.31. Malyutin N.D. Effect of multiple changes of phase and group velocity of traveling waves in the microwave broadband devices based on strip structures with a strongly unbalanced electromagnetic coupling / N.D. Malyutin, A.G. Loschilov, A.N. Sychev, A.N. Malyutina // CriMiCo–2014: 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. – 2014. – P. 567–569. – DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959530.

- 3.32. Belyaev B.A. Physical principles of the design of electrically controllable microstrip devices / B.A. Belyaev, A.A. Leksikov, V.F. Shabanov, A.M. Serzhantov // Russian Physics Journal. – 2008. – Vol. 51, No. 9. – P. 919–929.
- 3.33. Serzhantov A.M. Investigation of a liquid crystal tunable phase shifter / A.M. Serzhantov, K.V. Lemberg // 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 2010: 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. Sevastopol, Crimea. – 2010. – P. 702–703.
- 3.34. Pleskachev V.V. Tunable microwave filters based on ferroelectric capacitors / V.V. Pleskachev, I.B. Vendik // 13th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology: CriMiCo–2003. – 2003. – P. 468–470.
- 3.35. Makoto Tsutsumi. Effect of stubs on ferrite microstrip line magnetized to wave propagation / Makoto Tsutsumi, Kensuke Okubo // Asia Pacific Microwave Conference. – 2009. – P. 1234–1237.
- 3.36. Moussavou A.-G. Study of planar transmission lines printed on a ferroelectric thin Film: Optimum tunability and figure of merit / A.-G. Moussavou, R. Sauleau, K. Mahdjoubi, S. Deputier, M. Guilloux-Viry, A. Perrin // 2006 First European Conference on Antennas and Propagation. doi:10.1109/eucap.2006.4585018.
- 3.37. Zysman G.I. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium / G.I. Zysman, A.K. Jonson // IEEE Trans, on MTT. – 1969. – Vol. MTT-17, No. 10. – P. 753–759.
- 3.38. Sychev A.N. Special aspects in interference of in-phase and anti-phase waves with unequal phase velocities in coupled lines under pulse impact / A.N. Sychev, N.D. Malyutin, E.I. Trenkal, G.A. Malyutin // Journal of Physics: Conference Series. – 25 November 2020. – Vol. 1679, Iss. 2. – DOI: 10.1088/1742-6596/1679/2/022023.
- 3.39. Malyutin G.A. Experimental Study of a Nonreciprocal Controllable Device Based on a Split Strip Line Containing a Ferrite Substrate // IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). 30 June – 4 July 2021. – P. 231 – 235. – DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507698.
- 3.40. Trenkal E.I. Experimental Stand to Determine the Scattering Matrix of the Studied Objects in the Impact of Radio Frequency Pulses / E.I. Trenkal, V.S. Pozdnyakov, A.G. Loschilov, N.D. Malyutin // IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 30 June – 4 July 2021. – P. 231–235. – DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507673.
- 3.41. Khlusov V.A. A Parametrization of the Backscattering Matrix of Nonreciprocal Media // Optics of Atmosphere and Ocean. – 1995. – Vol. 8, No. 10. – P. 1441–1445.
- 3.42. Стенд для исследования обратного рассеяния радиочастотных импульсов / Е.И. Тренкаль, В.С. Поздняков, А.Г. Лоцилов, Н.Д. Малютин // Приборы и техника эксперимента. – 2021. – № 6. – С. 41–46. – DOI: 10.31857/S0032816221060069.

## **4. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕВЗАИМНОГО ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ КРИСТАЛЛАМИ НИОБАТА ЛИТИЯ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ В НИХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ КОЛЕБАНИЙ**

В данной главе представлены описание установки для экспериментального исследования обратного рассеяния волн СВЧ кристаллами ниобата лития при возбуждении в них ультразвуковых колебаний и модель ее функционирования. В основе модели лежит анализ распространения электромагнитных волн в системе источник электромагнитной волны – кристалл – диэлектрическая подложка – металлический экран – приемник. Учитываются диапазон модуляции эффективной (средней) диэлектрической проницаемости кристалла, закон и частота модуляции диэлектрической проницаемости, размеры кристалла, размеры пьезоэлектрического преобразователя (возбудителя ультразвуковых колебаний), расстояние между приемопередающей антенной и поверхностью кристалла, коэффициенты отражения от всех поверхностей на пути падающей и отраженных электромагнитных волн СВЧ-заданной частоты.

Проведен расчет спектральных составляющих отраженных волн, подвергшихся обработке в кристалле посредством возбуждения ультразвуковых колебаний. Теоретически показано, что при упругих ультразвуковых колебаниях в кристалле наблюдается модуляция фазы отраженной волны от системы кристалл – диэлектрик – металл, в результате чего в спектре исходного сигнала появляются гармоники с частотой модуляции диэлектрической проницаемости и кратные ей. Утверждается, что это можно расценивать как возникновение эффекта невзаимности обратного рассеяния, так как спектры исходного и отраженного сигналов не совпадают. Экспериментальные исследования проводились на частоте излучаемого сигнала 33 ГГц при возбуждении в кристаллах ультразвуковых колебаний с частотой 50,3 кГц и в их отсутствие. Детектирование разности фаз напряжения волны обратного рассеяния и напряжения падающей (излучаемой) волны подтверждают теоретические результаты. Получено превышение полезного сигнала до 50 дБ по отношению к уровню шумов приемно-передающего тракта СВЧ-сенсора.

### **4.1. Вводные замечания**

Исследованию обратного рассеяния электромагнитных волн объектами разной физической природы в последние годы уделяется большое внимание при изучении различных сред, материалов с невзаимными свойствами [4.1–4.3], RFID меток [4.4, 4.5], метасред [4.6–4.13]. Достаточно подробно исследовано взаимодействие световых волн с акустическими волнами [4.14–4.16], что позволило создать акустооптические устройства для обработки когерент-

ных световых волн и усовершенствовать технологии получения материалов и элементов фотоники.

В работе [4.17] теоретически показано, что среда, изменяющаяся в пространстве–времени, может функционировать как антенна – смеситель – усилитель. Такая функциональность обеспечивается пространственно-временными поверхностными волнами, связанными со сложными пространственно-временными волновыми векторами в субсветовой пространственно-временной среде. Предлагаемая структура обеспечивает преобразование частоты вверх и вниз с очень слабыми нежелательными временными гармониками.

В настоящей главе представлены результаты реализации цели теоретически и экспериментально исследовать обратное рассеяние от кристалла ниобата лития, в котором возбуждаются упругие ультразвуковые волны. Проведено моделирование обратного рассеяния в системе «источник электромагнитной волны – кристалл ниобата лития – диэлектрическая подложка – металлический экран – приемник». Экспериментальные исследования проводились на установке, основой которой являлся СВЧ-сенсор миллиметрового диапазона с детектором разности фаз излученной (падающей) и принятой отраженной электромагнитной волны. Приведены теоретические результаты, полученные на основе разработанной модели, и данные измерений обратного рассеяния от образца кристалла.

## 4.2. К определению не взаимности обратного рассеяния

Существуют разные подходы к определению не взаимности при исследовании обратного рассеяния [4.1, 4.18]. Один из них состоит в сравнении недиагональных элементов матрицы обратного рассеяния  $\mathbf{Sp}$  при смене поляризации излучаемого радиосигнала с горизонтальной  $H$  на вертикальную  $V$  [4.2, 4.19, 4.20]

$$\mathbf{Sp} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{VV} \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

где коэффициенты на главной диагонали  $S_{HH}$ ,  $S_{VV}$  определяются соответственно при излучении и приеме одинаковых поляризаций, коэффициенты на побочной диагонали  $S_{VH}$  и  $S_{HV}$  определяются при излучении  $V$ , а при приеме  $H$  поляризации для  $S_{VH}$ , и наоборот для  $S_{HV}$ . Коэффициенты матрицы  $\mathbf{Sp}$  комплексные, поэтому на самом деле имеется неравенство амплитуд и фазовых сдвигов спектральных составляющих радиосигнала. В работе [4.21] применен прием измерения  $S_{VH}$  и  $S_{HV}$  при излучаемой электромагнитной волне линейной поляризации путем вращения объекта относительно неизменного положения передающей антенны. Коэффициенты  $S_{VH}$  и  $S_{HV}$  измерялись при разделении принимаемого сигнала поляризационным расщепителем.

Другое определение не взаимности необходимо для так называемых пространственно-модулируемых систем [4.17], называемых системами

4D-типа с возможностью обрабатывать сигналы в пространстве 3D и во времени. Рассматриваемый нами объект относится также к типу 4D, так как его состояние изменяется во времени при возбуждении в нем упругих волн. Принимаемые сигналы обратного рассеяния в этом случае можно сравнивать и формировать на этой основе матрицу рассеяния **S<sub>p</sub>** вида (4.1) так же, как это сделано в работе [4.21]. Однако при таком подходе необходимы одинаковые условия, т.е. либо кристалл подвергается воздействию ультразвука, либо возбуждение отсутствует. Если сравнивать принимаемые сигналы при включении-выключении воздействия, тогда определение матрицы рассеяния (4.1) некорректно. В этом варианте состояния системы можно ограничиться опытом сравнения отраженного сигнала  $U_{XY\text{ ref}}(0)$  от объекта, не возбуждаемого ультразвуком, и отраженного сигнала  $U_{XY\text{ ref}}(t)$  при воздействии ультразвука (*XY* – индексы поляризации излучаемого и принимаемого электромагнитного поля, первый индекс *X* – тип поляризации, второй индекс *Y* – угол поворота объекта исследований относительно начального положения). Изменяемыми параметрами могут быть амплитуда, фаза или то и другое. В настоящей работе в установке определяется фазовый сдвиг между напряжениями излученного и отраженного от кристалла ниобата лития сигнала с помощью фазового детектора. При этом может изменяться ориентация осей симметрии объекта относительно вектора поляризации падающей волны и формально определение матрицы рассеяния схоже с (4.1). Предлагается определять матрицу рассеяния в соответствии с (4.2), где входящие в **S<sub>ph</sub>** коэффициенты определены выше:

$$\mathbf{Sph} = \begin{bmatrix} U_{H0\text{ ref}}(0) & U_{H90\text{ ref}}(0) \\ U_{H0\text{ ref}}(t) & U_{H90\text{ ref}}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

В описываемом далее источнике СВЧ-поля излучается и принимается сигнал горизонтальной поляризации, но при этом вращается объект исследований. Обозначим первым индексом горизонтальную поляризацию излучаемого поля через *H*, а вторым индексом – угол поворота осей симметрии относительно начального положения. Так, свойства обратного рассеяния будут представлены семейством матриц **S<sub>ph</sub>**, что позволит исследовать влияние анизотропии кристаллов и их положения относительно источника поля на характеристики обратного рассеяния. Будем определять невзаимность обратного рассеяния как неравенство  $U_{H0\text{ ref}}(0) \neq U_{H0\text{ ref}}(t)$  и/или  $U_{H90\text{ ref}}(0) \neq U_{H90\text{ ref}}(t)$ , поскольку для каждого из неравенств происходит изменение состояния исследуемого объекта, а его положение относительно источника поля одинаково.

Коэффициенты матрицы **S<sub>ph</sub>** определяются как вещественные функции вещественной переменной *t* – времени. Применяя к (4.2) преобразование Фурье, переходим к частотной зависимости матрицы, которую обозначим как **S<sub>f</sub>**. Это позволит исследовать спектральные характеристики обратного рассеяния, амплитудные и фазовые соотношения.

Наиболее важное отличие определения (4.2) от определения (4.1) состоит в том, что исходный радиочастотный сигнал, с помощью которого облучается объект, может быть, например, гармоническим, а отраженный радиочастотный сигнал той же частоты в простейшем случае модулирован отражающим объектом по амплитуде и/или фазе. Модуляция отраженного сигнала может иметь разное назначение в системе.

В настоящей главе описана установка для исследования обратного рассеяния электромагнитной волны линейной поляризации с частотой 33 ГГц от кристаллов ниобата лития при возбуждении в них ультразвуковых колебаний внешним пьезоэлектрическим преобразователем. Представлены результаты применения установки для проведения экспериментальных исследований двух образцов, одного в виде выращенного из затравки кристалла круглой формы, другого в виде пластины прямоугольной формы.

### **4.3. Установка для исследования обратного рассеяния**

Техника экспериментального исследования обратного рассеяния для решения схожих с поставленной задачей разрабатывалась ранее [4.22–4.24]. Для изучения обратного рассеяния кристаллов СВЧ-волн на частоте 33 ГГц при воздействии ультразвука использовалась установка, структурная схема которой показана на рис. 4.1. Установка включает: 1 – СВЧ-сенсор, основа которого доплеровский радар с частотой излучаемого сигнала 33 ГГц; 2 – усилитель-преобразователь сигнала, поступающего с выхода фазового детектора СВЧ-сensors с переносом частоты 53,3 кГц на частоту  $\approx 8$  кГц; 3 – индикатор настройки сенсора по максимуму чувствительности сенсора; 4 – пьезоэлектрический преобразователь; 5 – отражающий экран с диэлектрической прокладкой; 6 – генератор ультразвука на частоте 53,3 кГц; 7 – блок питания СВЧ-сensors; 8 – кристалл ниобата лития производства ООО «Кристалл-Т».

Структурно-функциональная схема СВЧ-сensors 1, усилителя-преобразователя 2, включая индикатор 3, показана на рис. 4.2. Принцип работы установки основывается на сравнении двух сигналов. Первый сигнал частотой 33 ГГц формируется волноводным СВЧ-генератором 1-3 в блоке 1 СВЧ-сensors и излучается через передающий канал антенного устройства 1-4. При этом он частично ответвляется в узел 1-5 волноводного СВЧ-приемника-фазометра, на который приходит сигнал, поступивший в приемный канал антенного устройства 1-4 в виде отраженной от кристалла волны. Затем этот сигнал усиливается в усилителе приемника 1-6 и поступает на вход демодулятора импульсов (синхронного детектора) 1-7. Далее в блоке 2 сигнал фазометра усиливается в устройстве 2-1, проходит частотную селекцию в фильтре частоты ультразвука 2-2, смещается вниз по частоте в преобразователе понижения частоты сигнала 2-3 и передается на ПЭВМ для спектральной обработки и записи результата исследований.

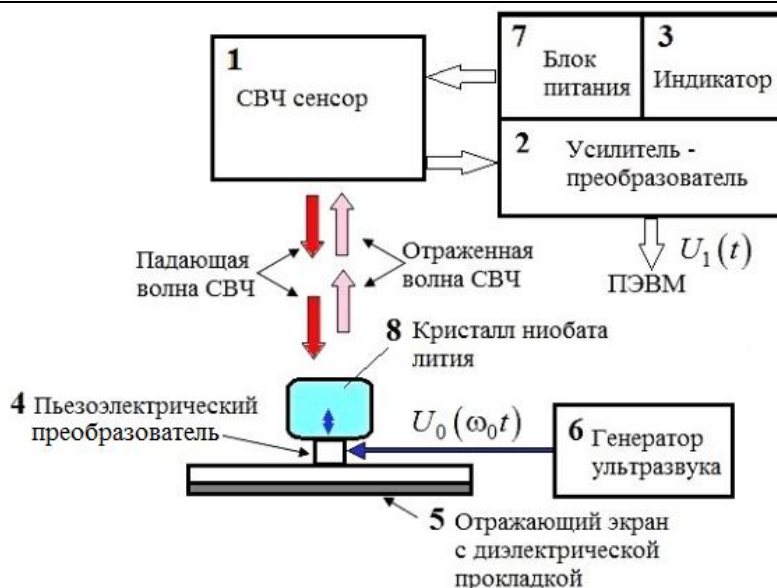


Рис. 4.1. Установка для исследования обратного рассеяния кристаллов на СВЧ при воздействии на образцы ультразвуковых колебаний

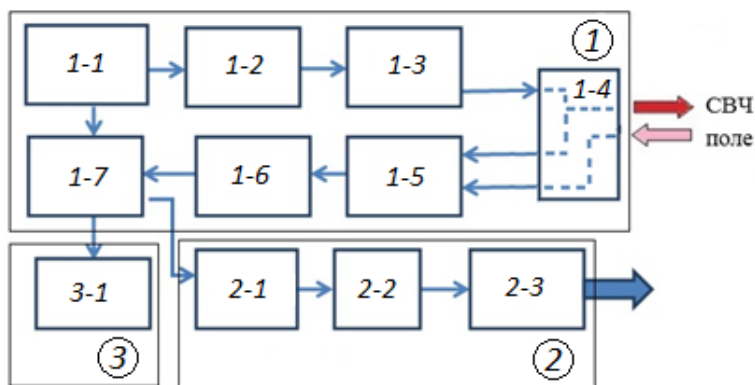


Рис. 4.2. Структурно-функциональная схема СВЧ-сенсора и усилителя-преобразователя: 1-1 – генератор импульсов запуска; 1-2 – усилитель импульсов запуска; 1-3 – волноводный СВЧ-генератор (передатчик); 1-4 – антенное устройство с разделением излучаемой падающей и принимаемой отраженной волны; 1-5 – волноводный СВЧ-приемник-фазометр; 1-6 – усилитель приемника; 1-7 – демодулятор импульсов (синхронный детектор); 2-1 – усилитель сигнала фазометра; 2-2 – фильтр частоты ультразвука; 2-3 – преобразователь понижения частоты сигнала; 3-1 – индикатор настройки фазового детектора

Размеры и внешний вид использованных в процессе экспериментов кристаллов ниобата лития производства ООО «Кристалл-Т» показаны на рис. 4.3 и 4.4.

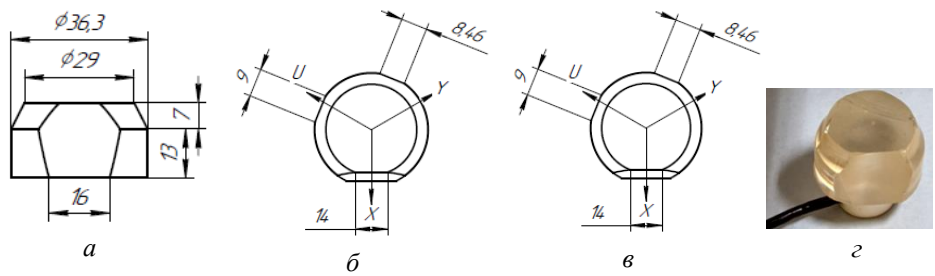


Рис. 4.3. Выращенный кристалл ниобата лития со срезами по осям симметрии: *a* – вид спереди; *б* – вид сверху; *в* – 3D-вид; *г* – фотография (пьезоэлектрический преобразователь установлен снизу)

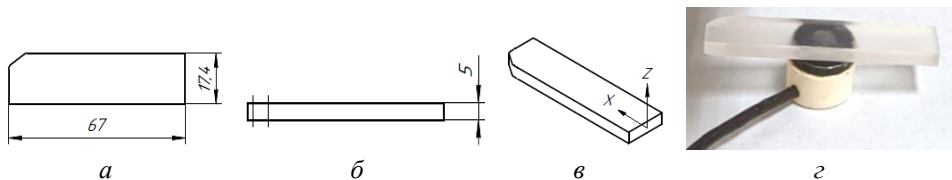


Рис. 4.4. Пластина из ниобата лития, устанавливаемая на пьезоэлектрическом преобразователе: *a* – вид сверху; *б* – вид спереди; *в* – 3D-вид; *г* – фотография (пьезоэлектрический преобразователь установлен снизу)

#### 4.4. Модель обратного рассеяния

Параметры кристалла (см. рис. 4.3, 4.4) вследствие возбуждаемой в них упругой волны изменяются с частотой генератора ультразвука  $f_m$ . Воздействие ультразвука приводит к изменению эффективной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{eff}}$  кристалла в направлении падающей на кристалл электромагнитной волны. Картина падающих и отраженных электромагнитных волн (ЭМВ), учитываемых в модели, показана на рис. 4.5. Напряжение излучаемой падающей волны записывается выражением (4.3)

$$E(t) = E_0 \sin(2\pi f_s t + \theta) + K_N \sin(E_r), \tag{4.3}$$

где  $E_0$  – амплитуда;  $f_s$  – частота;  $t$  – время;  $\theta$  – начальный фазовый сдвиг;  $K_N$  – коэффициент шума;  $E_r$  – случайный аргумент случайных колебаний.

Излученная передающей антенной СВЧ-сенсора электромагнитная волна попадает на исследуемый кристалл. Диэлектрическая проницаемость кристалла  $\epsilon_{\text{cr}}$  изменяется под воздействием ультразвуковых колебаний, возбуждаемых напряжением  $U_g(t) = U_m \sin(2\pi f_m t)$  генератора ультразвука с частотой  $f_m$ . Зависимость  $\epsilon_{\text{cr}}(t)$  как функции времени записывается в виде (4.4) [4.17]:

$$\epsilon_{\text{cr}}(t) = \epsilon_{\text{nom}} + \epsilon_m \cos(2\pi f_m t). \tag{4.4}$$



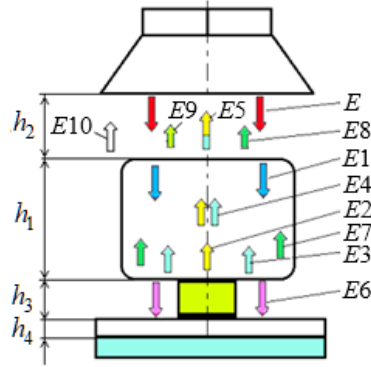


Рис. 4.5. Учитываемая система электромагнитных волн в анализе обратного рассеяния при работе установки (см. рис. 1.1): излучаемая волна ( $E$ ); волна в кристалле при попадании через верхнюю поверхность ( $E1$ ); волна, отраженная от пьезоэлектрического преобразователя ( $E2$ ); волна, отраженная от нижней поверхности кристалла, не закрытой электродом пьезоэлектрического преобразователя ( $E3$ ); суперпозиция  $E2, E3$  в долях, пропорциональных площади отражения ( $E4$ ); отраженная волна на «выходе» из кристалла ( $E5$ ); волна, прошедшая через нижнее основание кристалла ( $E6$ ); волна, отраженная от металлического основания в кристалле ( $E7$ ); волна на выходе из кристалла, отраженная от металлического основания ( $E8$ ); часть волны  $E$ , отраженная от верхней поверхности кристалла ( $E9$ ); волна, отраженная от металлического экрана с диэлектрической подложкой ( $E10$ )

В (4.4) использованы обозначения:  $\epsilon_{\text{ном}}$  – средняя (номинальная) относительная диэлектрическая проницаемость кристалла на частоте  $f_s$  излучаемой волны;  $\epsilon_m$  – амплитуда модуляции диэлектрической проницаемости.

Коэффициент отражения  $R_1(t)$  волны  $E(t)$  от поверхности кристалла при нормальном ее падении определяется изменением волнового импеданса на границе раздела воздух-диэлектрик и, так же, как  $\epsilon_{\text{cr}}(t)$ , является функцией времени

$$R_1(t) = (\xi_1(t) - Z_0) / (\xi_1(t) + Z_0), \quad (4.5)$$

где  $\xi_1(t) = \sqrt{|\mu_{\text{cr}}| / |\epsilon_{\text{cr}}(t)|} \times \exp(i((\Delta_{\text{cr}} - \delta_{\text{cr}})/2))$ ,  $\mu_{\text{cr}}$  – магнитная проницаемость материала кристалла;  $\Delta_{\text{cr}}, \delta_{\text{cr}}$  – углы магнитных и диэлектрических потерь материала кристалла;  $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$  – волновое сопротивление открытого пространства [4.25]. Определив  $R_1(t)$ , находим ЭМВ, отраженную от поверхности кристалла:

$$E9(t) = |R_1(t)| \left\{ E_0 \sin(2\pi f_s t + \theta + 2\phi + \arg(R_1(t))) \right\} + |R_1(t)| K_N \sin(E_T), \quad (4.6)$$

где  $\phi = (2\pi f_s \cdot h_2) / c$ ,  $c$  – скорость света.

Падающая ЭМВ  $E(t)$ , частично отразившись от верхней поверхности кристалла, попадает через границу воздух-диэлектрик внутрь кристалла с коэффициентом передачи

$$T_1(t) = 2\xi_1(t) / (\xi_1(t) + Z_0). \quad (4.7)$$

При наличии потерь в кристалле, определяемых коэффициентом  $\alpha$ , находим выражение (4.8) для ЭМВ  $E1(t)$ , достигающей нижнюю поверхность кристалла:

$$E1(t) = |T_1(t)| \{ E_0 \sin(\beta) + K_N \sin(E_T) \} e^{-\alpha \cdot h_1}, \quad (4.8)$$

где  $\beta = 2\pi f_s t + \theta + \phi + \psi(t) + \arg(T_1(t))$ ,  $\psi(t) = (2\pi f_s \cdot h_1 \cdot \sqrt{\epsilon_{cr}(t)}) / c$ .

Распространение ЭМВ  $E1(t)$  в кристалле приводит к образованию отраженной волны  $E2(t)$  от верхнего электрода пьезоэлектрического преобразователя радиусом  $r_1$  и отраженной волны  $E3(t)$  от раздела среды кристалл-воздух (нижняя поверхность кристалл – воздух с радиусом  $r_2$ ). Эти составляющие определяются следующим образом:

$$E2(t) = |R_E(t)| \cdot \tilde{E}1(t) \cdot r_1^2 / (r_1^2 + r_2^2), \quad (4.9)$$

$$E3(t) = |R_1(t)| \cdot \tilde{E}1(t) \cdot r_2^2 / (r_1^2 + r_2^2), \quad (4.10)$$

$$E1(t) \tilde{=} \{ E_0 \sin[2\pi f_s t + \theta + \phi + \psi(t) + \arg(T_1(t) + \arg(R_E(t)))] + K_N \sin(E_T) \} \cdot \exp(-\alpha \cdot h_1),$$

$$E1(t) \tilde{\tilde{=} \{ E_0 \sin[2\pi f_s t + \theta + \phi + \psi(t) + \arg(T_1(t) + \arg(R_1(t)))] + K_N \sin(E_T) \} \times \exp(-\alpha \cdot h_1),$$

$$R_E(t) = \frac{\xi_1(t) - \sqrt{\epsilon_{re}(1 - i \cdot \tan(\delta_e))}}{\xi_1(t) + \sqrt{\epsilon_{re}(1 - i \cdot \tan(\delta_e))}},$$

где  $\tan(\delta_e) = \sigma / (2\pi f_s \epsilon_{re} \epsilon_0)$ ,  $\sigma$  – удельная проводимость,  $\epsilon_{re}$  – относительная диэлектрическая проницаемость материала верхнего электрода пьезоэлектрического преобразователя.

Отраженные волны  $E2(t)$  и  $E3(t)$ , распространяясь в обратном направлении на уровне верхней поверхности кристалла, преобразуются в  $\hat{E}2(t)$  и  $\hat{E}3(t)$ , получая дополнительный фазовый сдвиг  $\psi(t)$  и ослабляясь по аналогии с  $E1(t)$ :

$$\hat{E}2(t) = |R_E(t)| \cdot E11(t) \cdot \exp(-\alpha \cdot h_1) \cdot r_1^2 / (r_1^2 + r_2^2),$$

$$\hat{E}3(t) = |R_1(t)| \cdot E12(t) \cdot \exp(-\alpha \cdot h_1) \cdot r_2^2 / (r_1^2 + r_2^2),$$

$$E11(t) = \{ E_0 \sin[2\pi f_s t + \theta + \phi + 2\psi(t) + \arg(T_1(t) + \arg(R_E(t)))] + K_N \sin(E_T) \},$$

$$E12(t) = \{ E_0 \sin[2\pi f_s t + \theta + \phi + 2\psi(t) + \arg(T_1(t) + \arg(R_1(t)))] + K_N \sin(E_T) \} \times$$

$$\times \exp(-\alpha \cdot h_1).$$

ЭМВ  $\hat{E}2(t)$  и  $\hat{E}3(t)$  образуют суперпозицию волн

$$E4(t) = \hat{E}2(t) + \hat{E}3(t), \quad (4.10)$$

и на «выходе» из кристалла формируется  $E5(t)$  с коэффициентом передачи  $T1(t)$  каждой из составляющих волн, в результате чего получаем на входе приемника (4.11):

$$\begin{aligned}
 E5(t) &= |T_1(t)| \cdot (\hat{E}21(t) + \hat{E}31(t)), & (4.11) \\
 \hat{E}21(t) &= |R_E(t)| \cdot E13(t) \cdot r_1^2 / (r_1^2 + r_2^2), \\
 \hat{E}31(t) &= |R_1(t)| \cdot E14(t) \cdot r_2^2 / (r_1^2 + r_2^2), \\
 E13(t) &= \left\{ E_0 \sin[2\pi f_s t + \theta + 2\phi + 2\psi(t) + 2\arg(T_1(t) + \arg(R_E(t)))] + \right. \\
 &\quad \left. + K_N \sin(E_r) \right\} \times \exp(-\alpha \cdot h_1), \\
 E14(t) &= \left\{ E_0 \sin[2\pi f_s t + \theta + 2\phi + 2\psi(t) + 2\arg(T_1(t) + \arg(R_1(t)))] + \right. \\
 &\quad \left. + K_N \sin(E_r) \right\} \times \exp(-\alpha \cdot h_1).
 \end{aligned}$$

Волна  $E1(t)$  проходит через границу кристалл – воздух с коэффициентом передачи  $T_1(t)$ , преодолевает расстояние  $h_3$  с набегом фазы  $\theta_1 = 2\pi f_s \times h_3 / c$ , достигает верхней поверхности диэлектрической прокладки толщиной  $h_4$  с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_d$  с приростом фазового сдвига  $\beta_d = 2\pi f_s h_4 \sqrt{\epsilon_d} / c$ , частично отражается и проходит через нее с коэффициентом  $T_2$ , образуя  $E6(t)$ :

$$E6(t) = |T_1(t)|^2 \left\{ E_0 \sin(2\pi f_s t + \varphi_1) + K_N \sin \geq (E_r) \right\} \times \exp(-\alpha h_1) |T_2| \cdot r_2^2 / (r_1^2 + r_2^2), \quad (4.12)$$

где  $\varphi_1 = \theta + \theta_1 + \phi + \psi(t) + \beta d + 2\arg(T_1(t)) + \arg(T_2(t))$ ;  $T_2(t) = 2\xi_2 / (\xi_2 + Z_0)$ ;  $\xi_2(t) = \sqrt{|\mu_d| / |\epsilon_d(t)|} \times \exp(i((\Delta_d - \delta_d)/2))$ ;  $\theta_1 = 2\pi f_s h_3 / c$ ;  $\mu_d$  – магнитная проницаемость,  $\Delta_d$ ,  $\delta_d$  – углы магнитных и диэлектрических потерь материала прокладки.

Коэффициент отражения для  $E6(t)$  от экрана

$$R_M(t) = \frac{\left| \xi_2(t) - \sqrt{\epsilon_{rM}} (1 - i \cdot \tan(\delta_M)) \right|}{\left| \xi_2(t) + \sqrt{\epsilon_{rM}} (1 - i \cdot \tan(\delta_M)) \right|},$$

где  $\text{tg}(\delta_M) = \sigma_M / (2\pi f_s \times \epsilon_{rM} \times \epsilon_0)$ ;  $\sigma_M$  – удельная проводимость и  $\epsilon_{rM}$  – относительная диэлектрическая проницаемость материала отражателя. При определении  $E7(t)$  учтем фазовый сдвиг при прохождении ЭМВ  $E6(t)$  через диэлектрическую прокладку и границу воздух–кристалл. Обозначим эту волну как  $\hat{E}6(t)$ , определяем ее

$$\begin{aligned}
 \hat{E}6(t) &= |T_1(t)|^2 \left\{ E_0 \sin(2\pi f_s t + \varphi_2) + K_N \sin \geq (E_r) \right\} \times \exp(-\alpha h_1) |T_2| \cdot r_2^2 / (r_1^2 + r_2^2), \\
 \varphi_2 &= \theta + 2\theta_1 + \phi + 2\psi(t) + 2\beta d + 3\arg(T_1(t)) + \arg(T_2(t)), \\
 E7(t) &= |R_M| \cdot \hat{E}6(t) \cdot |T_1(t)| \cdot \exp(-\alpha \cdot h_1). & (4.12)
 \end{aligned}$$

ЭМВ  $E8(t)$  на «выходе» из кристалла вычисляется из выражения

$$E8(t) = T1(t) \cdot \hat{E}7(t), \quad (4.13)$$

$$\hat{E}7(t) = |R_M| \cdot E61(t) \cdot |T_1(t)| \cdot \exp(-\alpha \cdot h_1),$$

$$E61(t) = |T_1(t)|^2 \left\{ E_0 \sin(2\pi f_s t + \varphi_3) + K_N \sin \geq(E_r) \right\} \times \exp(-\alpha h_1) |T_2| \cdot r_2^2 / (r_1^2 + r_2^2),$$

$$\varphi_3 = 2\theta + 2\theta_1 + \phi + 2\psi(t) + 2\beta d + 4\arg(T_1(t)) + \arg(T_2(t)) + \arg(R_M).$$

Полная картина составляющих электромагнитных волн дополняется ЭМВ  $E10(t)$ , образовавшейся в результате отражения  $E(t)$  от экрана. Поэтому  $E10(t)$  вычисляется следующим образом:

$$E10(t) = |R_M(t)| \cdot \hat{E}(t), \quad (4.14)$$

где

$$\hat{E}(t) = E_0 \sin(\varphi_4 + \arg(R_M) + K_N \sin(E_r)),$$

$$\varphi_4 = 2\theta + 2\theta_1 + 2\beta d + 4\pi f_s h_1 / c + \arg(R_M).$$

Итак, определены все составляющие отраженных волн  $E5(t)$ ,  $E8(t)$ ,  $E9(t)$ ,  $E10(t)$ . На выходе СВЧ-сensors формируется сигнал, пропорциональный разности фаз между суперпозицией отраженных волн (4.15):

$$E_{\text{ref}}(t) = E5(t) + E8(t) + E9(t) + E10(t) \quad (4.15)$$

и падающей волной  $E(t)$  (4.3). При этом в модели необходимо обеспечить равенство амплитуд  $E_{\text{ref}}(t)$  и  $E(t)$ . Поскольку амплитуда  $E(t)$  всегда больше амплитуды  $E_{\text{ref}}(t)$ , для  $E(t)$  вводится масштабирующий коэффициент

$$S_{21} = \max(E_{\text{ref}}(t)) \cdot (\max(E(t)))^{-1}. \quad (4.16)$$

Сигнал на выходе фазового детектора  $E_{\text{phd}}(t)$  пропорционален разности фазовых сдвигов

$$E_{\text{phd}}(t) = \arg(S_{21}E(t)) - \arg(E_{\text{ref}}(t)). \quad (4.17)$$

Расчет по полученным выражениям (4.3)–(4.17) проводился при исходных данных, показанных в табл. 4.1.

Таким образом, в построенной модели учитываются основные параметры исследуемого объекта в виде кристалла ниобата лития, а также параметры измерительной установки.

Результаты расчета спектральных характеристик обратного рассеяния после преобразования Фурье  $U(f) = F(E_{\text{phd}}(t))$  при  $\varepsilon_m = 0,1$  и  $\varepsilon_m = 1,0$  показаны на рис. 4.6, 4.7. После определения  $E_{\text{phd}}(t)$  посредством СВЧ-сensors осуществляется преобразование модулированных СВЧ-колебаний на низкую частоту для обработки получаемых результатов с помощью ПЭВМ. При моделировании использовались известные формулы преобразования «вниз» (4.18) [4.26]

$$Id(t) = -\frac{E_{\text{phd}}(t) \cdot Eg(t)}{2} + \frac{Eg(t)}{2} - \frac{E_{\text{phd}}(t)}{2} + \left( \frac{Eg(t)}{2} \right)^2 + \left( \frac{E_{\text{phd}}(t)}{2} \right)^2, \quad (4.18)$$

где  $Eg(t)$  – сигнал гетеродина.

Затем производилось преобразование Фурье  $U_{if}(f) = F(Id(t))$  и получались спектральные характеристики сигнала обратного рассеяния на промежуточной частоте  $f_{ij}$  (рис. 4.8). Частота гетеродина составляла  $f_G = 0,5$  МГц. Фильтр промежуточной частоты имел прямоугольную характеристику, настроенную на полосу прозрачности от 0,5 до 2,0 МГц.

Таблица 4.1

**Значения параметров, вводимых при расчете обратного рассеяния**

Параметр	Обозначение	Значение, размерность	Параметр	Обозначение	Значение, размерность
Амплитуда падающей волны	$E_0, В$	1	Расстояние между антенной и кристаллом	$h_2, м$	0,408 м
Частота падающей волны	$f_s, ГГц$	33	Высота кристалла	$h_1, м$	0,032 м
Шаг по времени	$\Delta t, с$	$7,62 \times 10^{-12}$	Диэл. проницаемость верхнего электрода преобразователя	$\epsilon_{re}$	10
Начальный фазовый сдвиг падающей волны	$\theta, рад$	0	Радиус пьезоэлектрического преобразователя	$r_1, м$	0,007
Время	$t, с$	$0-1998 \times 10^{-6}$	Коэффициент затухания волны в кристалле	$\alpha$	0,1
Коэффициент шума	$K_N$	1	Радиус нижнего основания кристалла	$r_2, м$	0,015
Случайный аргумент	$E_r, рад$	$0, \dots, \pi$	Удельная проводимость верхнего электрода преобразователя	$\sigma, см/м$	5,97
Диэлектрическая проницаемость кристалла	$\epsilon_{cr}$	Ф-ла (4.4)	Расстояние между кристаллом и отражающим экраном	$h_3, м$	0,018
Амплитуда модуляции диэлектрической проницаемости	$\epsilon_m$	$0, \dots, 5$	Диэлектрическая проницаемость прокладки	$h_4, м$	0,015
Номинальная диэлектрическая проницаемость	$\epsilon_{nom}$	27	Толщина диалектической прокладки	$\epsilon_d$	4
Угол магнитных потерь материала кристалла	$\Delta_{cr}$	0	Угол магнитных потерь материала прокладки	$\Delta_d$	0
Угол диэлектрических потерь материала кристалла	$\delta_{cr}$	$10^{-2}$	Угол диэлектрических потерь материала прокладки	$\delta_d$	$10^{-2}$
Волновое сопротивление открытого пространства	$Z_0, Ом$	376,734	Удельная проводимость материала экрана	$\sigma_M$	3,54

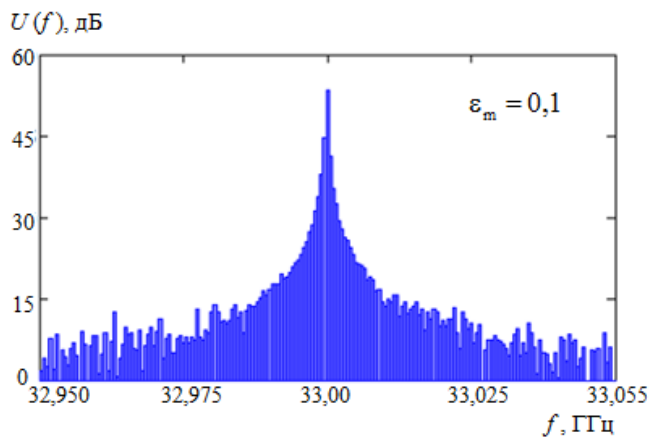


Рис. 4.6. Частотная зависимость  $U(f)$  при  $\epsilon_m = 0,1$

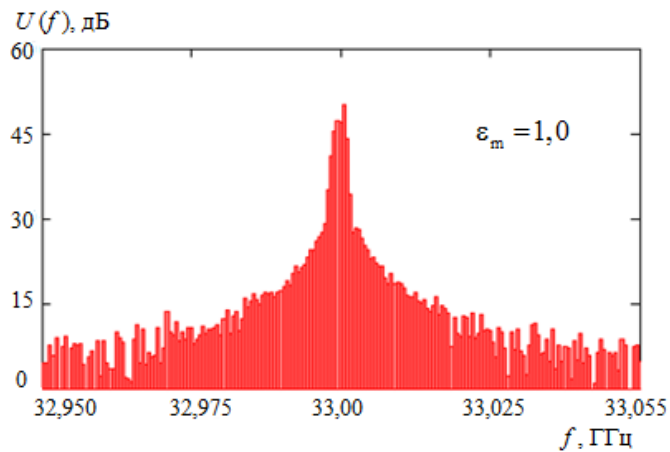


Рис. 4.7. Частотная зависимость  $U(f)$  при  $\epsilon_m = 1,0$

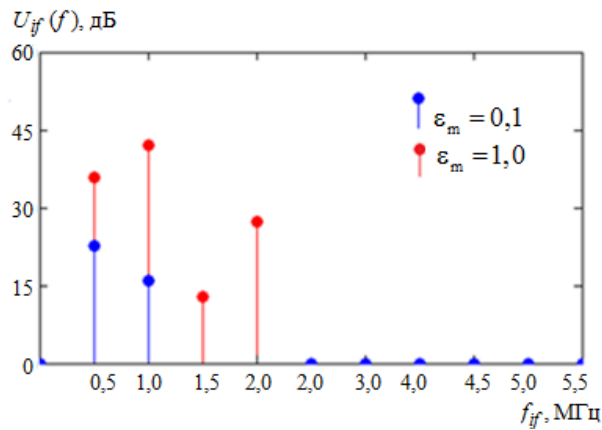


Рис. 4.8. Спектральные характеристики  $U(f)$  на промежуточной частоте при двух значениях  $\epsilon_m$

Анализ рис. 4.6–4.8 показывает возрастание амплитуд спектральных составляющих, по существу являющихся доплеровскими частотами, при увеличении амплитуды модуляции диэлектрической проницаемости  $\epsilon_m$  кристалла.

#### 4.5. Экспериментальные результаты

Проведены измерения обратного рассеяния двух кристаллов, показанных на рис. 4.3 и 4.4. Кристалл в виде пластины (см. рис. 4.4) устанавливался на пьезоэлектрический преобразователь 4 (см. рис. 4.1), а сам преобразователь крепился на диэлектрической прокладке толщиной 5 мм с относительной диэлектрической проницаемостью  $\approx 1,5$ . Кристалл устанавливался в двух положениях. Первое – горизонтально и параллельно вектору поляризации излучаемого ЭМП, второе – кристалл ставился вертикально на пьезоэлектрический преобразователь. Генератор ультразвуковой частоты включался при записи принимаемого сигнала три раза с интервалами менее 1 с, время записи 10 с. Зависимость  $U(t)$  записывалась с помощью ПЭВМ, а затем проводился спектральный анализ  $U(t)$  с применением стандартных процедур MathCAD. Зависимость  $U(t)$  для первого (горизонтального) варианта установки пластины показана на рис. 4.9, а, для второго (вертикального) – на рис. 4.9, б. Результаты спектрального анализа приведены на рис. 4.9, в и г соответственно.

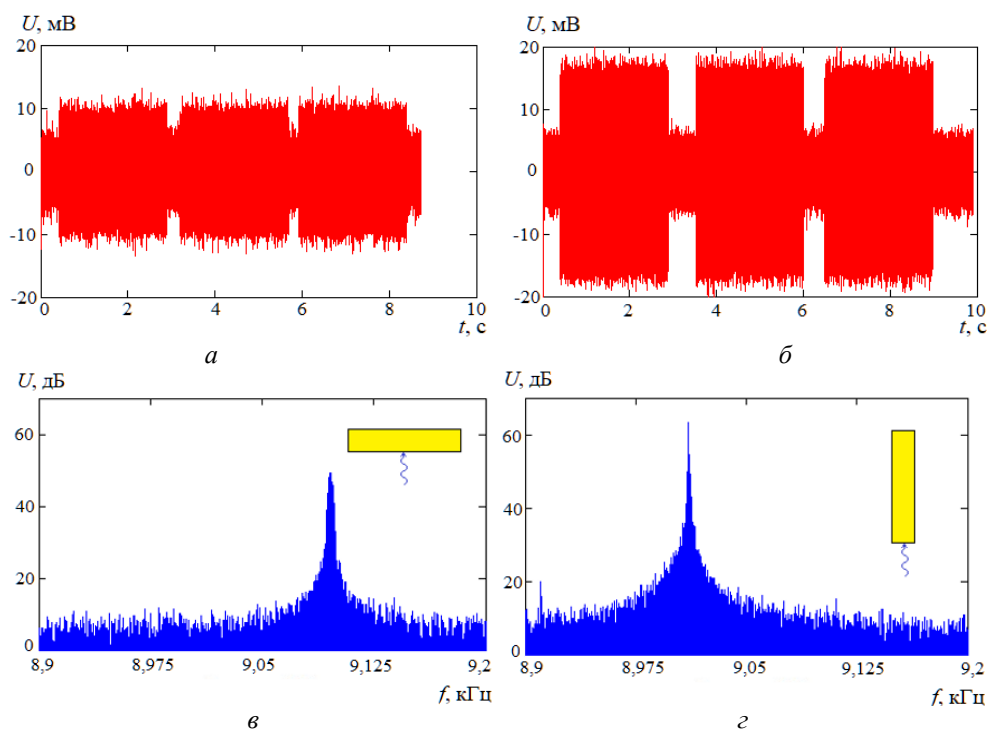


Рис. 4.9. Осциллограммы напряжения на выходе усилителя-преобразователя при трехкратном включении ультразвукового генератора (а, б) и спектральные характеристики обратного рассеяния от кристалла ниобата лития (в, г) при горизонтальном и вертикальном положении относительно фронта падающей волны

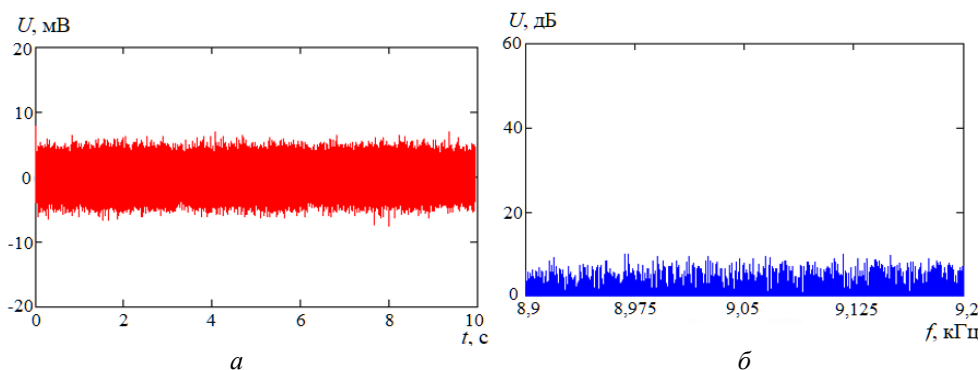


Рис. 4.10. Осциллограммы напряжения на выходе усилителя-преобразователя при трехкратном включении ультразвукового генератора (*a*) и спектральные характеристики обратного рассеяния от от пьезоэлектрического преобразователя (*б*)

После измерения обратного рассеяния от кристаллов проверялось влияние отражения от поверхности пьезоэлектрического преобразователя, не связанного с модуляцией фазы отраженного сигнала вследствие изменения эффективной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{eff}}$  материала пластины. При трехкратной подаче на возбудитель напряжения от генератора ультразвука была записана зависимость  $U(t)$ , что иллюстрирует рис. 4.10, *a*. Визуально модуляция  $U(t)$  не наблюдалась, что подтвердил спектральный анализ сигнала (см. рис. 4.10, *б*). Сравнение рис. 4.9, *a* и 4.10, *a* показывает возрастание  $U(t)$  примерно на 3 мВ по сравнению с сигналом от пьезоэлектрического преобразователя в интервалах времени отсутствия ультразвука, что связано с появлением отражения от самого кристалла и внесением фазового сдвига в отраженный сигнал. При подаче модулирующего напряжения на пьезоэлектрический преобразователь и появлении ультразвуковых колебаний в кристалле наблюдается ярко выраженное возрастание  $U(t)$  при обоих положениях пластины (см. рис. 4.9, *a*, *б*). Как и следовало ожидать, модуляция фазы отраженного сигнала при вертикальной установке пластины больше, чем при горизонтальном положении. Это объясняется разницей путей прохождения через пластину падающей и отраженной составляющих волн в зависимости от ее положения по отношению к фронту волны.

В процессе измерений обратного рассеяния выращенного кристалла ниобата лития (см. рис. 4.3) образец вращался вокруг оси  $Z$  так, что оси симметрии оказывались под разными углами  $\varphi$  относительно вектора горизонтальной поляризации излучаемой антенной СВЧ-волны. Отсчет велся от среза с наибольшей площадью. Семейство графиков частотной зависимости обратного рассеяния показано на рис. 4.11, *a–г*. Измерения проверены при разных углах поворота  $\varphi$  кристалла вокруг оси  $Z$  плоскости среза с наибольшей площадью относительно вектора поляризации излучаемого сигнала.

По данным измерений было записано выражение (4.17) для матрицы рассеяния  $\mathbf{S}\mathbf{f}$ . Коэффициенты матрицы обозначены в левой части выражения, они определялись на фиксированной частоте 9,0442 кГц, размерность в



дБ. Коэффициенты матрицы  $\mathbf{Sf}$  определялись следующим образом. Сначала записывались осциллограммы сигналов с выхода усилителя-преобразователя при подаче с прерыванием ультразвукового сигнала в течение примерно 10 с подобно тому, как это показано на рис. 4.9, а, б. Ориентация кристалла была 0 и 90 град по отношению к вектору линейной поляризации падающей электромагнитной волны. Затем вычислялись максимальные значения амплитуды регистрируемых сигналов и проводилось нормирование сигналов по этим значениям максимумов для каждого положения кристалла.

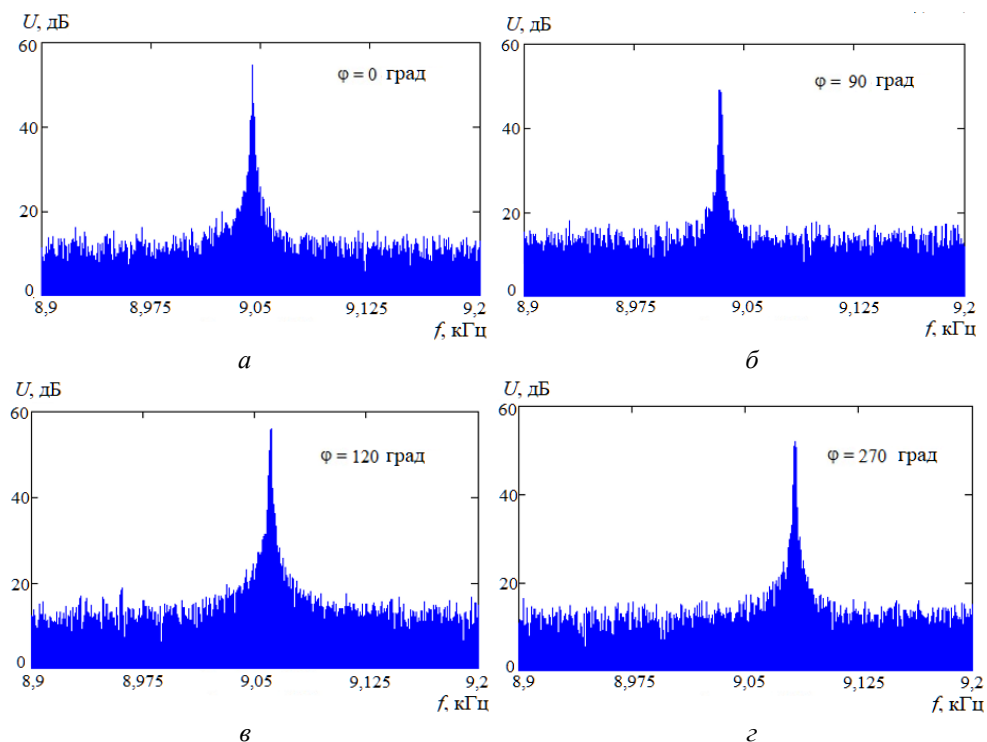


Рис. 4.11. Спектральные характеристики обратного рассеяния от выращенного кристалла ниобата лития при разных углах  $\phi$  поворота осей симметрии относительно вектора поляризации излучаемого электромагнитного поля

Далее следовало выделить участки осциллограмм, соответствующих отсутствию возбуждения и его наличию. Спектральный анализ проводился для каждого участка осциллограмм, в результате была записана матрица  $\mathbf{Sf}$  (4.17) для частоты  $f = 9,0442$  кГц. Коэффициент  $U_{0H_0}(f)$  матрицы рассеяния (4.17) соответствует величине обратного рассеяния кристалла в отсутствие возбуждения ультразвуком и при ориентации кристалла к вектору поляризации ЭМВ 0 град. Коэффициент  $Um_{H_0}(f)$  определен для временного промежутка возбуждения кристалла.  $U_{0H_{90}}(f)$  и  $Um_{H_{90}}(f)$  – аналогично полученные коэффициенты, но при смене угла ориентации кристалла на

90 град. Невзаимность обратного рассеяния проявляется в неравенстве коэффициентов в столбцах матрицы  $\mathbf{Sf}$  :

$$\mathbf{Sf} = \begin{bmatrix} U_{0H0}(f) & U_{0H90}(f) \\ U_{mH0}(f) & U_{mH90}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 7,5888 & 4,6465 \\ 54,684 & 11,482 \end{bmatrix}_{f=9,0442 \text{ кГц}}. \quad (4.17)$$

Для характеристики изменения частоты максимума спектральной составляющей при изменении ориентации кристалла по отношению к вектору поляризации излучаемого поля применена запись матрицы  $\mathbf{Sf}$  в виде выражения (4.18). В этом варианте записи первый столбец получен в соответствии с рис. 4.11, *a* на частоте  $f=9,0442$  кГц, второй столбец соответствует рисунку 4.11, *b* и частоте  $f=9,0330$  кГц.

$$\mathbf{Sf} = \begin{bmatrix} \max U_{0H0}(f) & \max U_{0H90}(f) \\ \max U_{mH0}(f) & \max U_{mH90}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 7,5888 & 0,9096 \\ 54,684 & 48,8430 \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Сравнение графиков рис. 4.11 показывает существенную зависимость амплитуды, огибающей спектральных составляющих обратного рассеяния от угла поворота осей симметрии  $\varphi$  относительно горизонтальной поляризации падающей электромагнитной волны. Наибольшая амплитуда наблюдается при повороте на  $\varphi = 120$  град. При этом также происходит изменение ширины полосы частот и смещение центральной частоты.

Анализ полученных зависимостей указывает на появление в спектре сигналов обратного рассеяния доплеровских составляющих, частоты и амплитуды которых зависят от амплитуды изменения эффективной диэлектрической проницаемости кристалла  $\epsilon_m$  и частоты ультразвука.

Это явление можно использовать в системах матричных имитаторов эхосигналов радиолокационных систем [4.27]. В связи с этим проведенное построение модели для расчета параметров обратного рассеяния позволит установить количественные закономерности и построить алгоритм управления доплеровским спектром.

## Выводы

Введено определение матрицы рассеяния для объектов с параметрами, зависящими от времени. Представленная установка и результаты измерения иллюстрируют возможность экспериментального исследования обратного рассеяния волн миллиметрового диапазона от кристалла ниобата лития при возбуждении в нем ультразвуковых колебаний. Показано, что метод измерения, основанный на определении глубины фазовой модуляции отраженной волны от системы кристалл – диэлектрик – металл при возбуждении упругих ультразвуковых волн в кристалле, обеспечивает достаточно высокую чувствительность с превышением уровня полезного сигнала до 50 дБ по отношению к уровню шумов приемно-передающего тракта СВЧ-сенсора. Экспериментально установлено, что амплитуда и частота максимума огибающей спектральных составляющих обратного рассеяния зависят от угла поворота

осей симметрии кристалла относительно поляризации падающей электромагнитной волны миллиметрового диапазона, от ориентации кристалла в пространстве. Получаемые при этом данные измерений дают качественную информацию о пьезоэлектрических свойствах материала кристаллов, наличия в них упругих волн, что может использоваться в процессе экспресс-диагностики.

Использование разработанной установки позволяет сделать вывод о возможности применения кристаллов ниобата лития в качестве датчика ультразвуковых колебаний для бесконтактной диагностики систем в миллиметровом диапазоне СВЧ и передачи информации посредством воздействия на кристаллы ультразвука.

Разработанная модель работы СВЧ-сенсора (доплеровского радара) учитывает отражения как от объекта, подвергающегося пространственно-временной модуляции параметров, что приводит к невзаимности матрицы рассеяния, так и от экрана, обратное рассеяние от которого взаимно.

## Литература к главе 4

- 4.1. Сычев А.Н. Современные устройства, антенны и рефлекторы с не взаимными свойствами (обзор) / А.Н. Сычев, Н.Д. Малютин // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>.
- 4.2. Khlusov V.A. Monostatic radar sensing of partially nonreciprocal mediums backscatter / V.A. Khlusov, P.V. Vorobyev // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2021. – Vol. 35, No. 13. – P. 1687–1698. – DOI: 10.1080/09205071.2021.1892533.
- 4.3. Full-Scale Experiment on Monostatic Radar Sounding of the Non-Reciprocal Object / A.V. Khristenko, V.A. Khlusov, M.V. Osipov, M.E. Rovkin // IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – 30 June – 4 July 2021. – DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507601.
- 4.4. Scotti G., Fan S.-Y., Liao C.-H. Chiu Y. Body-Implantable RFID Tags Based on Ormocer Printed Circuit Board Technology / G. Scotti, S.-Y. Fan, C.-H. Liao, Y. Chiu // IEEE Sensors Letters. – 2020. – Vol. 4, Iss. 8. – DOI: 10.1109/LENS.2020.3009126.
- 4.5. Novel UHF-RFID Listener Hardware Architecture and System Concept for a Mobile Robot Based MIMO SAR RFID Localization / M. Gareis, M. Hehn, P. Stief, G. Körner, Ch. Birkenhauer, J. Trabert, T. Mehner, M. Vossiek, Ch. Carlowitz // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 497–510. – DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3047122.
- 4.6. Taravati S. Space-time modulation: Principles and applications / S. Taravati, A.A. Kishk // IEEE Microw. Mag. – 2020. – Vol. 21, No. 4. – P. 30–56.
- 4.7. A guided tour in metasurface land: Discontinuity conditions, design and applications / C. Caloz, K. Achouri, G. Lavigne, Y. Vahabzadeh, L. Chen, S. Taravati, N. Chamanara // IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM) – 2017. – DOI: 10.1109/COMP.2017.7912854.
- 4.8. Zang W.J. Nonreciprocal Yagi-Uda filtering antennas / W.J. Zang, X.T. Wang, A.A. Ivarez-Melcon, J.S. Gomez-Diaz. – DOI: 10.1109/LAWP.2019.2947847 [On-line]: <https://arxiv.org/abs/1906.06418>.
- 4.9. Ramaccia D., Sounas D.L., Alu A., Bilotti F., Toscano A. Nonreciprocity in antenna radiation induced by space-time varying metamaterial cloaks // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2018. – Vol. 17, No. 11. – P. 1968–1972. – DOI: 10.1109/LAWP.2018.2870688.
- 4.10. Guo X. Nonreciprocal metasurface with space-time phase modulation / X. Guo, Y. Ding, Y. Duan, X. Ni // [On-line] [www.nature.com/lsa](http://www.nature.com/lsa).
- 4.11. Al-Nuaimi M.K.T. Design of cross polarization conversion metasurface using dumbbell-like unit cell / M.K.T. Al-Nuaimi, W. Hong, A. Mahmoud // 2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Xi'an. – 2017. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/APCAP.2017.8420433.
- 4.12. Lin B. Dual-band high-efficiency polarization converter using an anisotropic metasurface / B. Lin, B. Wang, W. Meng, X. Da, W. Li, Y. Fang, Z. Zhu // Journal of Applied Physics. – 2016. – Vol. 119. – P. 183103 [On-line] <https://doi.org/10.1063/1.4948957>.
- 4.13. Khan M.I. Ultra-wideband cross polarization conversion metasurface insensitive to incidence angle / M.I. Khan, Q. Fraz, F.A. Tahir // Journal of Applied Physics. – 2017. – Vol. 121. – P. 045103 [On-line] <https://doi.org/10.1063/1.4974849>.
- 4.14. Voloshinov V.B. Design of far-infrared acousto-optic tunable filter based on backward collinear interaction / V.B. Voloshinov, D.L. Porokhovnichenko, E.A. Dyakonov // Ultrasonics. – 2018. – Vol. 88. – P. 207–212.

- 4.15. Pustozerov A.V. Change nonlinear-optical response of electro-optic crystal in conditions of contributions incoherent background illumination / A.V. Pustozerov, A.S. Perin, V.M. Shandarov // *Ferroelectrics*. – 2019. – Vol. 544, No. 1. – P. 20–26. – DOI: 10.1080/00150193.2019.1598179.
- 4.16. Volk T.R. Microdomain engineering in waveguide and layered structures based on ferroelectrics for applications in photonic elements (brief review) / T.R. Volk, Y.V. Bodnarchuk, R.V. Gainutdinov, L.S. Kokhanchik, S.M. Shandarov // *Journal of Experimental and Theoretical Physics Letters (JETP Letters)*. – 2021. – Vol. 113, No. 12. – P. 769–779. – DOI: 10.1134/S0021364021120122.
- 4.17. Taravati S. Four-Dimensional Wave Transformations By Space-Time Metasurfaces / S. Taravati, G.V. Eleftheriades. – October 2020. [https://www.researchgate.net/publication/345989637\\_Four-dimensional\\_Wave\\_Transformations\\_By\\_Space-Time\\_Metasurfaces](https://www.researchgate.net/publication/345989637_Four-dimensional_Wave_Transformations_By_Space-Time_Metasurfaces).
- 4.18. Boerner W.M. A State-of-the-Art Review in Radar and its Applications in Remote Sensing / W.M. Boerner, Y. Yamaguchi // *IEEE Aerosp. and Electron. Syst. Mag.* – 1990. – No. 5. – P. 3–6.
- 4.19. Хлусов В.А. Однопозиционная матрица рассеяния невзаимных сред // *Совершенствование радиоэлектронных систем гражданской авиации и процессов их эксплуатации: сб. науч. тр. МГТУ ГА.* – М., 1995.
- 4.20. Хлусов В.А. Параметризация матрицы обратного рассеяния невзаимных сред // *Оптика атмосферы и океана.* – 1995. – Т. 8, № 10. – С. 1441–1445.
- 4.21. Trenkal E.I. Experimental Stand to Determine the Scattering Matrix of the Studied Objects in the Impact of Radio Frequency Pulses / E.I. Trenkal, V.S. Pozdnyakov, A.G. Loschilov, N.D. Malyutin // *2021 IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*. – 30 June – 4 July 2021. – P. 231–235. DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507673.
- 4.22. Горбунов В.И. Возможность дефектоскопии металлических деталей СВЧ-полем / В.И. Горбунов, В.А. Суторихин // *Техническая акустика.* – 2010. – Т. 10. – С. 16. <http://www.ejta.org>.
- 4.23. Капранов Б.И. Теоретические ограничения по измерению сигналов акустической эмиссии радаром Доплера / Б.И. Капранов, В.А. Суторихин // *Norwegian Journal of Development of the International Science.* – 2017. – P. 23–26.
- 4.24. Sutorikhin V. Sophisticated Microwave Nondestructive Testing Method for Metals // *Applied Physics Research.* – 2012. – Vol. 4, No. 4. – P. 56–60.
- 4.25. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: АСТ, 1988. – 440 с.
- 4.26. Ченакин А.В., Горевой А.В. Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона. – М.: Горячая линия – Телеком, 2021. – 280 с.
- 4.27. Сабитов Т.И. Матричные имитаторы эхосигналов многоантенных радиолокационных систем: дис. ... канд. техн. наук. Специальность 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация. – Томск, 2021. – 157 с.

## 5. ИЗМЕРЕНИЕ МАЛОЙ НЕВЗАИМНОСТИ ОБЪЕКТОВ

Вопрос о чувствительности систем измерений параметров невязимности и об ее степени по отношению к «идеальной» взаимности остается актуальным в настоящее время и, очевидно, надолго. В данной главе рассмотрены подходы и особенности измерения малой невязимности объектов. Приведено несколько вариантов мер невязимности и выбран наиболее устойчивый к шумам в регистрируемых сигналах. Рассмотрен способ нормирования выбранной меры невязимности. Показано, что проявление невязимности зависит от зондирующих сигналов. Отмечено, что основным фактором, ограничивающим диапазон измерения невязимности снизу, является различие импедансов входной и выходной цепей. Без выполнения калибровки при длительности тестового воздействия около 50 пс и разнице индуктивности присоединительных цепей порядка десятых долей нГн можно рассчитывать на диапазон измерения невязимности от 1%. Экспериментально выполнено наблюдение невязимности относительной величиной 3%.

### Введение

В последнее время наблюдается интерес к новым вариантам технического использования свойств невязимности электрических цепей и сред [5.1]. В частности, наличие и степень невязимности передаточных характеристик объекта [5.2, 5.3] позволят иметь дополнительные признаки объекта, по которым его можно обнаружить и классифицировать на фоне других объектов при решении задач дистанционного зондирования или диагностики. Интересно сочетать такие признаки также с наблюдением поляризационных характеристик [5.4], характеристик нелинейности преобразования сигналов объектом [5.5, 5.6]. По признаку невязимности могут обнаруживаться, например, объекты (или конструкционные элементы объектов) с ферромагнитными свойствами или искусственно созданные объекты с полупроводниковыми элементами. Можно предположить, что совместный анализ нелинейных и невязимных свойств позволит получить лучшую селективность по отношению к объектам и неоднородностям с определенными свойствами. Представляет интерес также сравнение чувствительности нелинейной и «невязимной» локации при одинаковой пиковой мощности передатчика и чувствительности приемника.

Однако для проверки перечисленных предположений нужно иметь методический и аппаратный инструментарий измерения малых величин невязимности, аналогичный инструментарию измерения нелинейности преобразования сигналов [5.7–5.9]. Проблема здесь в том, что невязимность объектов в электрических цепях проявляется обычно в весьма сильной степени (например, обычный усилитель практически не передает сигнал с выхода на вход). Поэтому повода для разработки методов, которые были бы способны обнаруживать малые величины невязимности, практически не было.

Цель настоящей главы – рассмотреть несколько характеристик невязности, основанных на ее определении, сравнить эти характеристики и оценить достижимую чувствительность по невязности на выбранных примерах компьютерных и физических моделей.

### 5.1. Определение и количественная мера невязности

Наиболее общее определение взаимности дается в электромагнетизме: для взаимной системы взаимосвязь переменного тока и порожденного им электрического поля остается неизменной, если поменять местами точки, где протекает ток и наблюдается поле [5.10]. Для электрических цепей это условие формулируется относительно токов и напряжений: взаимосвязь тока в одной части цепи и вызванного им напряжения в другой части цепи остается неизменной, если поменять местами точку включения возбуждающего тока и точку наблюдения напряжения [5.11].

Наиболее практичное определение взаимности получается, если от токов и напряжений (токов и электрических полей) перейти по известному правилу к падающим и отраженным волнам [5.12]. При этом для взаимной системы оказываются одинаковыми коэффициенты пропускания волны от одного порта к другому ( $S_{21}$ ) и обратно ( $S_{12}$ ).

Определение невязной системы, очевидно, во всех случаях дается как негативное – невязной является система, не являющаяся взаимной. В терминах матриц рассеяния это означает следующее условие:

$$S_{12} \neq S_{21}. \quad (5.1)$$

Неудовлетворение условию взаимности – бинарное обстоятельство; т.е. система не может быть более невязной или менее невязной в качественном отношении. Однако можно ввести количественную меру невязности. Отталкиваясь от (5.1), естественно определить такую меру, как невязка  $E(\omega)$  левой и правой частей (5.1):

$$E(\omega) = S_{12}(\omega) - S_{21}(\omega). \quad (5.2)$$

Вариант меры с отношением коэффициентов пропускания

$$E(\omega) = S_{12}(\omega)/S_{21}(\omega) \quad (5.3)$$

приводит на самом деле к соотношению, аналогичному (5.2). Действительно, на практике будет удобно оценивать отличие (5.3) от единицы

$$\begin{aligned} E(\omega) &= S_{12}(\omega)/S_{21}(\omega) - 1, \\ E(\omega) &= [S_{12}(\omega) - S_{21}(\omega)]/S_{21}(\omega). \end{aligned} \quad (5.4)$$

Реально в последнем выражении имеет смысл делить не на саму функцию  $S_{21}(\omega)$ , а на какую-либо ее норму (например, на модуль максимального коэффициента пропускания). Так что меры (5.2) и (5.4) отличаются только наличием/отсутствием нормирования, которое практически определяется удобством интерпретации результатов в конкретных экспериментах.

## 5.2. Некорректность задач по вычислению мер невязки. Модификации меры невязки для устранения некорректности

Для дальнейшего анализа остановимся на мере невязки (5.2). Отметим, что невязкий объект непременно должен содержать управляемые нелинейные элементы. В частном случае его свойства по отношению к внешним сигналам могут описываться и линейными соотношениями, но в общем случае это не так. Поэтому методически правильнее оперировать не коэффициентами рассеяния (параметрами линейной модели рассеивателя), а непосредственно тестовыми сигналами и откликами (падающими и отраженными волнами). Под таким углом зрения (5.2) будет иметь вид

$$E(\omega) = U_1(\omega)/X_2(\omega) - U_2(\omega)/X_1(\omega), \quad (5.5)$$

где  $X_1(\omega)$  и  $X_2(\omega)$  – спектры падающих на первый и второй порты волн (тестовые сигналы),  $U_2(\omega)$  и  $U_1(\omega)$  – спектры откликов (прошедших волн) на сигналы  $X_1(\omega)$  и  $X_2(\omega)$  соответственно.

Вычисления по (5.5) относятся к числу некорректных математических задач. Действительно, в реальных системах зондирования и диагностики полоса спектра тестовых сигналов всегда ограничена, поэтому для некоторых частот в (5.5) будет выполняться деление на малые значения  $X_{1,2}(\omega)$ . Небольшие отклонения в этих спектрах (например, вследствие шумов) будут приводить к большим отклонениям в вычисляемой мере невязки  $E(\omega)$ .

Сходная ситуация возникает при характеристике нелинейности преобразования широкополосных сигналов объектами [5.7]. Для данной ситуации известен прием устранения некорректности, который применительно к (5.5) будет состоять в домножении всех слагаемых на  $X_1(\omega)$ :

$$E(\omega)X_1(\omega) = U_1(\omega)X_1(\omega)/X_2(\omega) - U_2(\omega).$$

Переобозначив  $E(\omega)X_1(\omega)$  как  $E^*(\omega)$ , получим новую меру невязки

$$E^*(\omega) = U_1(\omega)X_1(\omega)/X_2(\omega) - U_2(\omega). \quad (5.6)$$

Некорректность в (5.6) устранена не в полной мере – в первом слагаемом деление на спектр  $X_2(\omega)$  остается. Однако данная мера обладает перед (5.5) тем преимуществом, что характеристика невязки дается в виде невязки относительно наблюдаемого отклика на выходе системы  $U_2(\omega)$ . Такие результаты измерений проще интерпретировать при обработке (особенно при отображении сигналов во временной области).

Окончательно устранить некорректность вычислений в (5.6) можно, если домножить все слагаемые этого соотношения на  $X_2(\omega)$ :

$$E^*(\omega)X_2(\omega) = U_1(\omega)X_1(\omega) - U_2(\omega)X_2(\omega).$$

Обозначив в последнем соотношении  $E^*(\omega)X_2(\omega)$  как  $E^{**}(\omega)$ , получим еще одну меру невязки:

$$E^{**}(\omega) = U_1(\omega)X_1(\omega) - U_2(\omega)X_2(\omega). \quad (5.7)$$

Во временной области данное соотношение будет иметь вид

$$\varepsilon^{**}(t) = u_1(t)*x_1(t) - u_2(t)*x_2(t), \quad (5.8)$$

где \* – символ свертки.



В (5.8) ни одно из слагаемых не соответствует по форме ни тестовым сигналам, ни откликам объекта, поэтому интерпретировать вычисленную таким образом меру невзаимности сложнее, чем (5.6). Взамен этого недостатка мы, однако, получаем то преимущество, что характеристика (5.8) будет иметь наилучшее среди рассмотренных характеристик отношение сигнал/шум при фиксированном отношении сигнал/шум в откликах объекта.

Далее в настоящей работе будем использовать меру невзаимности (5.8).

В отношении всех мер невзаимности, выраженных относительно тестовых сигналов и откликов, стоит сделать специальное уточнение. Исходящий из второго порта сигнал  $u_2(t)$  следует понимать как отклик только на сигнал  $x_1(t)$ . Это означает, что тест сигналом  $x_2(t)$  должен выполняться либо в другое время, либо должны быть предприняты меры по разделению отраженного от второго порта сигнала и сигнала, прошедшего с первого порта. Для простоты дальнейшего рассмотрения в данной работе будем считать, что тесты  $x_1(t) \Rightarrow u_2(t)$  и  $x_2(t) \Rightarrow u_1(t)$  выполняются последовательно.

### **5.3. Нормирование меры невзаимности.**

#### **Слабая, сильная и «абсолютная» невзаимность**

Как уже отмечено, ни одно из слагаемых корректно вычисляемой меры невзаимности (5.8) не соответствует тестовому сигналу или отклику объекта. Но данная характеристика также может быть нормирована – к сигналу  $u_2(t)*x_2(t)$ . Конечно, нормировать следует к какой-либо норме сигнала  $u_2(t)*x_2(t)$ , например к его амплитуде. В итоге получим нормированную меру невзаимности

$$\varepsilon_n^{**}(t) = [u_1(t)*x_1(t) - u_2(t)*x_2(t)]/\max|u_2(t)*x_2(t)|. \quad (5.9)$$

Смысл такого нормирования в том, чтобы дать простую количественную оценку степени отличия свойств невзаимной системы от взаимной. Случай  $\varepsilon_n^{**}(t) \equiv 0$  соответствует, очевидно, взаимной системе. При амплитуде  $\varepsilon_n^{**}(t)$  много меньше единицы имеем случай слабой невзаимности. Если амплитуда  $\varepsilon_n^{**}(t)$  меньше единицы, но уже сопоставима с ней (например, несколько десятых), то это случай сильной невзаимности.

Случай  $\max|\varepsilon_n^{**}(t)| = 1$  является предельным в части невзаимности. В электрических цепях этому случаю соответствует идеальный вентиль. Для него отклик обратного направления передачи  $u_1(t) \equiv 0$ . Из чего в соответствии с (5.9) следует единичная амплитуда  $\varepsilon_n^{**}(t)$ . В радиолокации объект с подобными свойствами называют «абсолютно невзаимным» [5.2].

### **5.4. Зависимость невзаимности от выбора тестовых сигналов.**

#### **«Антивзаимность»**

Как и нелинейность, невзаимность объектов может проявляться по-разному по отношению к разным сигналам. Например, если использовать в качестве  $x_1(t)$  и  $x_2(t)$  ступенчатые функции, то включенный на проход диод

даст невязимный четырехполюсник (в одном из направлений диод будет в прямом смещении, а в противоположном – в обратном). Однако ничто не мешает в качестве  $x_2(t)$  использовать инвертированную ступенчатую функцию. В этом случае такой четырехполюсник будет взаимным – диод будет либо в прямом смещении, либо в обратном в обоих тестах.

Исследуемый объект довольно часто представляется в вышеупомянутом виде в задачах нелинейной локации. Поэтому при совместном тестировании нелинейности и невязимности представляется важным выделить в отдельный класс объекты, невязимность которых исчезает при определенном выборе пары тестовых сигналов. В частности, объекты, для которых мера (норма меры) невязимности равна нулю при  $x_2(t) = -x_1(t)$ , представляется полезным обозначить как «антивзаимные».

### 5.5. Пример объекта для модельного и экспериментального исследования

Для изучения применимости и свойств меры невязимности (5.9) выберем объект, наличием и степенью невязимности которого можно управлять. Поскольку в данной работе речь идет о проверке принципиальных свойств меры невязимности, то для простоты исследования выберем объект с канализованной связью с ним (четырёхполюсник).

Хорошо подойдет в качестве такого четырехполюсника направленный ответвитель (НО), в одно из плеч которого включается либо линейная неоднородность, либо нелинейная (диод) (рис. 5.1).

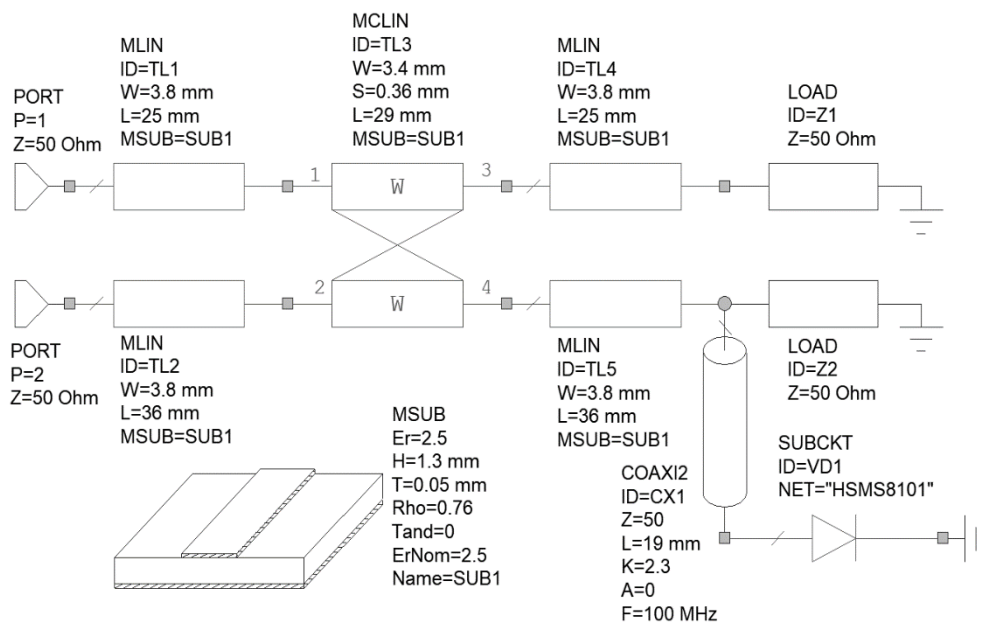


Рис. 5.1. Слабонезвзаимный направленный ответвитель

Волны разных направлений в такой структуре в разной степени взаимодействуют с диодом, что дает невзаимные свойства. Дополнительным преимуществом такой цепи является то, что связь в НО может быть выбрана слабой, что даст малую величину невзаимности. Последнее позволит проверить свойства меры невзаимности (5.9) для случая малой невзаимности.

Направленный ответитель взят готовый, производства Atten Electronics (модель AT-RF3030-04). Линии TL1-TL5 на рис. 5.1 образуют модель этого НО в САПР AWR Design Environment. К правым портам НО подключены терминальные нагрузки 50 Ом. Для случая невзаимной цепи к нижнему правому порту дополнительно подключается диод Шоттки HSMS-8101 (через коаксиальный волновод CX1). Данный диод выбран в связи с его малой емкостью и малым напряжением открывания.

### 5.6. Определение меры невзаимности по компьютерной модели выбранного объекта

В САПР AWR Design Environment была создана компьютерная модель направленного ответителя (рис. 5.1) для двух случаев – с подключенным диодом VD1 и без него. В качестве тестового сигнала (падающая волна) использована ступенчатая функция амплитудой 0,6 В и с длительностью фронта 50 пс (ступенчатые сигналы имеют преимущество в некоторых задачах рефлектометрии и дистанционного зондирования [5.13]).

На рис. 5.2 приведены прошедшие через слабоневзаимный направленный ответитель (с диодом) волны. Видно некоторое их различие (кривые 1 и 2). Кривая 3 изображает нормированную меру невзаимности, вычисленную по (5.9). Ее амплитуда составляет 6,6%. Замечательным обстоятельством является то, что при импульсном тестировании невзаимная часть отклика локализована во времени и далее может быть отдельно проанализирована и ассоциирована с определенными элементами сложного объекта.

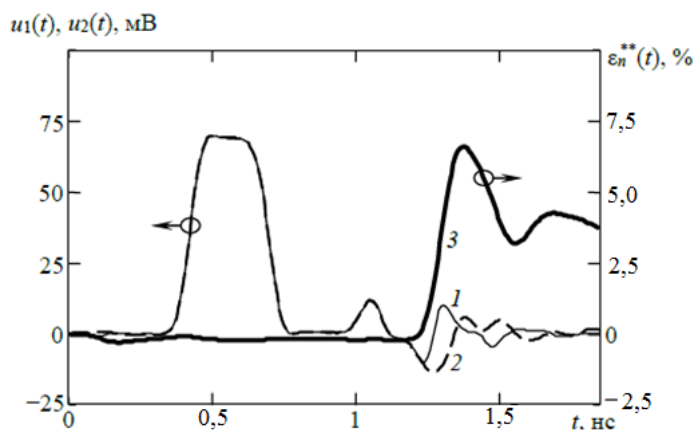


Рис. 5.2. Отклики слабоневзаимного направленного ответителя (модель): прошедшая волна  $u_1(t)$  (кривая 1), прошедшая волна  $u_2(t)$  (кривая 2) и нормированная мера невзаимности  $\varepsilon_n^{**}(t)$  (кривая 3)

Для сравнения на рис. 5.3 приведены волны, прошедшие через тот же направленный ответвитель, но без диода (взаимная цепь). Видно, что мера невязности тождественно равна нулю.

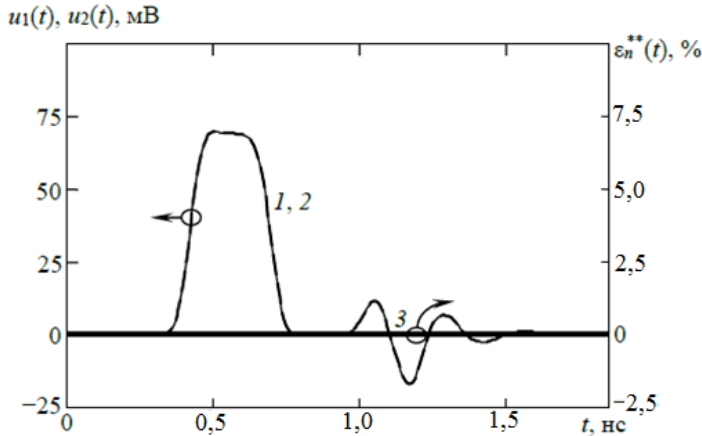


Рис. 5.3. Отклики взаимного направленного ответвителя (модель): прошедшая волна  $u_1(t)$  (кривая 1), прошедшая волна  $u_2(t)$  (кривая 2) и нормированная мера невязности  $\varepsilon_n^{**}(t)$  (кривая 3)

### 5.7. Влияние разницы импедансов присоединительных цепей на порог обнаружения невязности

Когда порты объекта меняются местами, коэффициенты отражения по обоим портам объекта  $S_{11}$  и  $S_{22}$  должны оставаться неизменными. В противном случае общие потери по цепи  $S_{11} \Rightarrow S_{21} \Rightarrow S_{22}$  станут отличными от потерь по цепи  $S_{22} \Rightarrow S_{12} \Rightarrow S_{11}$  даже для взаимного объекта (при  $S_{21} = S_{12}$ ). Коэффициент отражения определяется соотношением импедансов источника сигнала и нагрузки, поэтому требование неизменности, например  $S_{11}$  при переключении портов, означает, что импедансы обеих линий, подключаемых к первому порту, должны быть строго одинаковыми.

На рис. 5.4 показаны прошедшие через объект волны  $u_1(t)$  (кривая 1) и  $u_2(t)$  (кривая 2) для случая взаимного объекта (см. НО на рис. 5.1 без диода) при наличии во внутреннем сопротивлении источника сигнала индуктивности 1 нГн в дополнение к стандартному сопротивлению 50 Ом. Мера невязности (кривая 3) при этом отлична от нуля и имеет амплитуду 0,9%.

Разницу индуктивностей присоединительных цепей в несколько десятых нГн следует расценивать как вполне возможную. Отсюда следует оценка, что порог обнаружения невязности в рамках рассмотренной методики составит около 1%.

При необходимости наблюдения невязности величиной менее 1% потребуется калибровка, подобная используемой в векторных измерителях характеристик цепей (SOLT или аналогичная [5.14]).

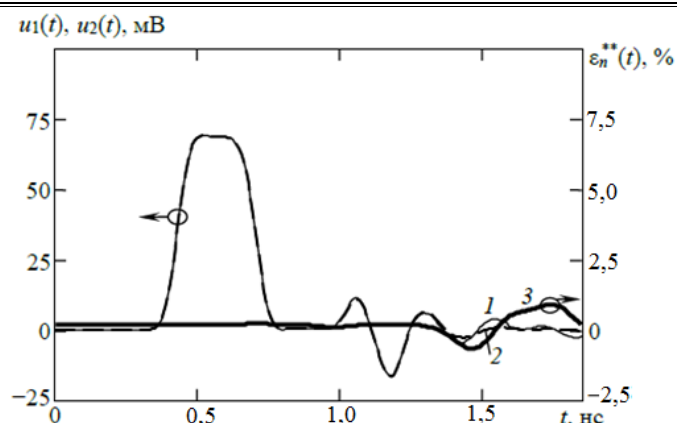


Рис. 5.4. Отклики взаимного направленного ответвителя (модель) при наличии во внутреннем сопротивлении источника сигнала индуктивности 1 нГн: прошедшая волна  $u_1(t)$  (кривая 1), прошедшая волна  $u_2(t)$  (кривая 2) и нормированная мера невзаимности  $\varepsilon_n^{**}(t)$  (кривая 3)

### 5.8. Экспериментальное измерение меры невзаимности

Для экспериментальных измерений использован генератор ступенчатых импульсов Pico Technology PG911 с длительностью фронта 50 пс. Амплитуда падающей волны установлена равной 0,6 В (как и на модели). Регистрация прошедших через объект волн выполнялась стробоскопическим осциллографом Pico Technology 9301-15 (полоса частот 15 ГГц, длительность фронта переходной характеристики 23 пс). Для исключения влияния на результаты измерений повторных отражений сигналов от выхода генератора и входа осциллографа они были подключены к объекту измерения через коаксиальные кабели длиной 30 см. Удвоенное время запаздывания в таком кабеле составляет 3 нс, поэтому наблюдаемые на рис. 5.5 и 5.6 сигналы (на интервале времени около 2 нс) отражают только пропускание объектом первичной падающей волны (без повторных отражений).

На рис. 5.5 представлены результаты измерений для слабоневзаимного направленного ответвителя. Кривые 1 и 2 представляют, соответственно, прошедшие волны  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ , кривая 3 – нормированную меру невзаимности  $\varepsilon_n^{**}(t)$  [формула (5.9)]. Амплитуда меры невзаимности составляет 3,3%. Это вдвое меньше результата моделирования. Разница объясняется, вероятно, тем, что использована модель диода из справочного листка производителя (без адаптации под конкретный диод), а также погрешностями восстановления параметров направленного ответвителя. Отметим, что данное различие не имеет принципиального значения для целей настоящей работы.

На рис. 5.6 приведены результаты измерений для взаимного направленного ответвителя. Кривые имеют тот же смысл, что и на рис. 5.5. Амплитуда меры невзаимности не превышает 0,5%. Импульсный характер тестирования позволяет сделать вывод о том, что мы не наблюдаем признаков

невязности по данной кривой, так как она не содержит локализованных экстремумов, превышающих средний уровень. Наблюдаемое отличие меры невязности от нуля обусловлено погрешностями измерения. Эта погрешность носит систематический характер и связана, как мы полагаем, с различием импедансов присоединительных цепей.

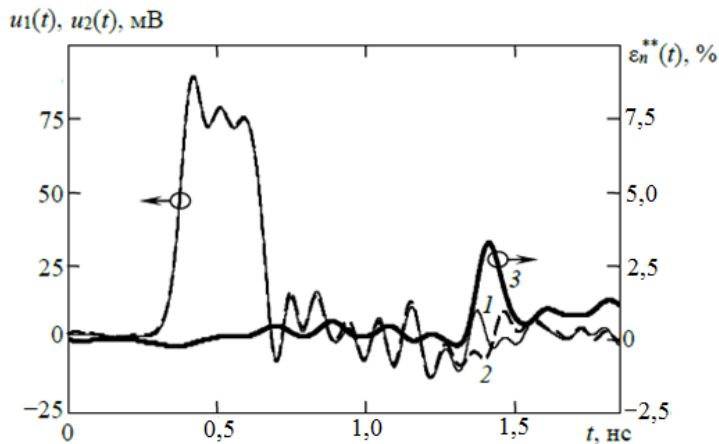


Рис. 5.5. Отклики слабонезвзаимного направленного ответвителя (эксперимент): прошедшая волна  $u_1(t)$  (кривая 1), прошедшая волна  $u_2(t)$  (кривая 2) и нормированная мера невязности  $\varepsilon_n^{**}(t)$  (кривая 3)

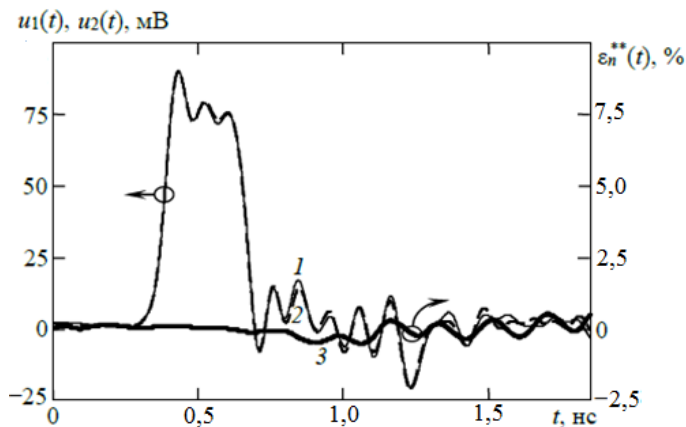


Рис. 5.6. Отклики взаимного направленного ответвителя (эксперимент): прошедшая волна  $u_1(t)$  (кривая 1), прошедшая волна  $u_2(t)$  (кривая 2) и нормированная мера невязности  $\varepsilon_n^{**}(t)$  (кривая 3)

## Заключение

Наблюдение невязности может быть использовано для получения дополнительных классификационных признаков объектов, в том числе в сочетании с наблюдением нелинейного отклика. В то же время методический и

аппаратурный инструментарий измерения малых величин невязности в литературе к настоящему времени практически не отражен.

Определение меры невязности как разности коэффициентов пропускания объекта в двух направлениях приводит к некорректной математической задаче. Исключить некорректность можно за счет свертки каждого слагаемого в таком выражении с зондирующими сигналами. Практически это дает улучшение отношения сигнал/шум в мере невязности.

Рассмотренная мера невязности допускает естественный способ нормирования, который позволяет по результатам измерения различать слабую, сильную и «абсолютную» невязность.

Проявление невязности зависит от зондирующего сигнала (формы, полярности, амплитуды). Например, некоторые системы, будучи невязными в общем случае, демонстрируют взаимные свойства по отношению к паре противофазных тестовых сигналов («антивзаимность»).

Основным фактором, ограничивающим диапазон измерения невязности снизу, является асимметрия импеданса внешних цепей, подводящих тестовый сигнал и регистрирующих отклик объекта. В частности, для длительности тестовых сигналов около 50 пс асимметрия индуктивности присоединительных цепей в несколько десятых нГн дает нижнюю границу диапазона измерения невязности порядка 1%. Для расширения диапазона измерения вниз понадобится использование калибровки (SOLT или подобной). Для дистанционного зондирования данной ситуации соответствует разница условий отражения от объекта по двум связям с ним.

С использованием предложенной меры невязности экспериментально наблюдалась невязность объекта относительной величиной 3% без применения калибровки при длительности фронта зондирующего сигнала 50 пс. Экспериментально подтверждено также основное свойство меры невязности обращаться в ноль для взаимной цепи.

Материалы данной главы опубликованы в [5.15].

## Литература к главе 5

- 5.1. Сычев А.Н. Современные устройства, антенны и отражатели с невязимными свойствами (обзор) / А.Н. Сычев, Н.Д. Малютин // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 11. 29 с. <https://doi.org/10.30898/1684-1719>. 2020.11.2.
- 5.2. Khlusov V. Detection of objects with non-reciprocal properties by polarization radar / V. Khlusov, L. Ligthart, G. Sharygin // Proceedings of First European Radar Conference (EURAD). Amsterdam, Netherlands. October 11–15, 2004. Published by Horizon House Publications Ltd. – 2004. P. 69–72.
- 5.3. Determination of polarization invariants of asymmetric scattering matrix / V. Karnychev, L. Ligthart, V. Khlusov, G. Sharygin // Proceedings of 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON). – Gdansk, Poland. – 2002. – P. 572–575. <https://doi.org/10.1109/MIKON.2002.1017912>.
- 5.4. Шупяцкий А.Б. Радиолокационное рассеяние несферическими частицами // Труды Центральной аэрологической обсерватории. – 1959. – Вып. 30. – С. 39–55.
- 5.5. Patent USA No. 3 631 484. Augenblick H.A. Harmonic Detection System. Application Date: 30.07.1969. Publication Date: 28.12.1971. IPC7 G 01 S 13/58.
- 5.6. Штейншлейгер В.Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. XXIII, № 7. – С. 1329–1338.
- 5.7. Семенов Э.В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов / Э.В. Семенов, А.В. Семенов // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52, № 4. – С. 480–485. <https://doi.org/10.1134/S1064226907040109>.
- 5.8. Семенов Э.В. Исследование нелинейности преобразования детерминированных сверхширокополосных сигналов путем линейного комбинирования откликов объекта на линейно зависимые тестовые сигналы // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2004. – Т. 307, № 4. – С. 18–21.
- 5.9. Семенов Э.В. Сопоставление методов сверхширокополосной нелинейной локации, использующих один и несколько зондирующих импульсов // Труды XXIII Всерос. симп. «Радиолокационное исследование природных сред». – СПб., НИЦ-2 4 ЦНИИ МО РФ. – 19–21 апреля, 2005 г. – Вып. 5. – С. 305–310.
- 5.10. Lorentz H.A. Het theorema van Poynting over de energie in het electromagnetisch veld en een paar algemeene stellingen over de voortplanting van het licht: Verslagen der Afdeeling Natuurkunde van de Koninklijke Akademie van Wetenschappen. – 1895. – Vol. 4. – P. 176–187.
- 5.11. Guillemin E.A. Introductory Circuit Theory. – New York: John Wiley & Sons. – 1953. – 550 p.
- 5.12. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. Радио, 1971. – 388 с.
- 5.13. Semyonov E.V. Comparative Analysis of Step and Pulse Signals as a Test-Signals for Nonlinear Sensing of the Semiconductor Objects / E.V. Semyonov, V. Kosteletskiy // Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Astana, Kazakhstan, S. Seifullin Kazakh Agrotechnical University. – June 29–30, 2017. – Published by S. Seifullin Kazakh Agrotechnical University. – 2017. – 4 p. <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2017.7998537>.



5.14. Ferrero A. Multiport Vector Network Analyzer Calibration: A General Formulation / A. Ferrero, F. Sanpietro, U. Pisani // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1994. – Vol. 42, No. 12. – P. 2455–2461. <https://doi.org/10.1109/22.339781>.

5.15. Семенов Э.В. Измерение малой невязимности объектов / Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин // Журнал радиоэлектроники. – 2021. – № 9. – 16 с. – DOI: 10.30898/1684-1719.2021.9.4 (РИНЦ <https://elibrary.ru/item.asp?id=47161724>). – Доступ: <http://jre.cplire.ru/jre/sep21/4/text.pdf>.

## 6. СИНТЕЗ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ГЕТЕРОГЕННЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ

Некоторые вопросы создания метасред, предназначенных для обработки сигналов в различных диапазонах электромагнитных колебаний, были рассмотрены в гл. 1 и 4. Элементы метасред в радиочастотном диапазоне выполняются с использованием как пассивных, так и активных компонент. В данной главе ставится задача синтеза связанных полосковых линий с заданным отношением фазовых скоростей возбуждаемых нормальных волн с перспективой их реализации с помощью аддитивных технологий печати. Отрезки связанных линий рассматриваются как элементы, входящие в состав метасред. На примере связанных полосковых линий (СПЛ) с горизонтально и вертикально расположенными полосковыми проводниками показано решение обратной задачи отыскания относительных диэлектрических проницаемостей по заданному отношению фазовых скоростей синфазных и противофазных волн, распространяющихся в линиях. Погонные емкости определялись как сумма парциальных емкостей в выделенных подобластях полосковой структуры, в которых вычислялась накопленная энергия электрического поля. Приведены примеры синтеза конструкций СПЛ с заданным отношением фазовых скоростей.

### Введение

Полосковые линии находят широкое применение в современной радиоэлектронной аппаратуре радиолокации, связи, измерений, так как позволяют уменьшить массу и габариты узлов и улучшить их технологичность. Связанные полосковые линии (СПЛ) позволяют проектировать широкий спектр устройств СВЧ, поэтому их исследование актуально и в настоящее время. Вопросы теории связанных линий (СЛ), основывающейся на решении обобщенных телеграфных уравнений для одинаковых линий, были рассмотрены в работе [6.1], в которой введены коэффициенты связи линий по напряжению  $K_U = Z_{12}Z^{-1}$  и по току  $K_I = Y_{12}Y^{-1}$ , где  $Z$  и  $Y$  – погонное собственное сопротивление и погонная собственная проводимость каждой линии,  $Z_{12}$  и  $Y_{12}$  – погонные взаимные сопротивления и проводимость линий. В общем случае  $K_U$  и  $K_I$  не равны. При анализе волн в СЛ в [6.1] получено четыре значения коэффициентов распространения синфазной (индекс «с») и противофазной (индекс «π») волн

$$\gamma_{с,π} = \sqrt{Z \cdot Y \cdot (1 \pm K_U) \cdot (1 \pm K_I)}. \quad (6.1)$$

Но неравенство  $\gamma_c \neq \gamma_\pi$  не было учтено при анализе матрицы передачи устройств на связанных линиях, так как полагалось, что в связанных линиях с ТЕМ-волнами при любой частоте волны движутся с одинаковой скоростью. В [6.1] также не рассматривался вопрос о реальных конструкциях СЛ, в которых возможно неравенство  $K_U$  и  $K_I$ .

В работе [6.2] получена матрица ABCD-параметров одинаковых связанных линий в гетерогенной (неоднородной) диэлектрической среде. Неоднородность диэлектрической среды учитывалась введением неравенства электрических длин связанных линий при синфазном и противофазном их возбуждении. Полученные в [6.2] матричные параметры СЛ использованы для анализа эквивалентных схем нескольких секций, рассмотренных ранее [6.3]. В [6.2] было показано, что частотные характеристики известных схем на основе СЛ [6.3], которые ранее считались всепропускающими, вследствие неравенства электрических длин синфазного и противофазного типов колебаний существенно изменяются вследствие появления резонансов. Отмечено, что причиной изменения частотных характеристик схем является неоднородность диэлектрического заполнения в поперечном сечении связанных линий.

Дальнейший прогресс в исследовании связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью обозначился с публикацией работ [6.4–6.6]. В этих статьях незначительно отличающимися способами решена задача вычисления матричных параметров связанных линий в неоднородной диэлектрической среде и с неодинаковыми линиями.

Практическое применение СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением стимулировало поиск и создание новых разновидностей конструкций связанных полосковых линий. Цели создания таких конструкций были подчас диаметрально противоположны. Для построения направленных ответвителей авторы публикаций стремились сблизить фазовые скорости синфазных и противофазных волн

$$v_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}e}}} \text{ и } v_\pi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}\pi}}},$$

где  $c$  – скорость света,  $\epsilon_{\text{eff}e}$ ,  $\epsilon_{\text{eff}\pi}$  – относительные эффективные диэлектрические проницаемости синфазной и противофазной мод. Это позволяло избежать отрицательного влияния интерференции волн в связанных линиях, которая сопровождается резонансными явлениями и снижает развязку [6.7–6.9].

Другое направление состоит в поиске оптимальной степени неравенства  $v_c$  и  $v_\pi$  для решения задач улучшения частотно-селективных характеристик устройств на основе СЛ [6.10, 6.11], создании устройств защиты аппаратуры от коротких импульсов с помощью модальных фильтров [6.12, 6.13], транснаправленных ответвителей [6.14, 6.15], традиционных направленных ответвителей [6.16], фильтров [6.17], корректоров ГВЗ [6.18]. Во всех перечисленных работах соотношение фазовых скоростей  $v_c/v_\pi$  находится по задаваемым значениям относительных диэлектрических проницаемостей материалов подложек при определенных размерах поперечного сечения связанных полосковых линий. Значения относительных диэлектрических проницаемостей подложек выбираются из весьма ограниченного набора проницаемостей имеющихся фольгированных материалов или подложек. В настоящее время в связи с развитием аддитивных технологий появилась возможность печати диэлектрических материалов с наперед заданными свойствами [6.19–6.24], ис-

пользуя разные материалы и добавки к ним в процессе формирования слоев диэлектрического наполнения. Кроме того, практически не ограничена форма конструкции печатаемого элемента, что может быть использовано для достижения заданного отношения  $v_c/v_\pi$ .

Цель настоящей работы состоит в решении обратной задачи отыскания относительных диэлектрических проницаемостей подложек связанных полосковых линий по заданному отношению фазовых скоростей синфазных и противофазных волн  $v_c/v_\pi$ , распространяющихся в СПЛ. Для достижения поставленной цели решается обратная задача отыскания диэлектрических проницаемостей материалов подложек по заданному отношению  $v_c/v_\pi$  и значениям других вторичных параметров СЛ.

### 6.1. Конструкции и модель связанных линий

Для решения поставленной задачи и отработки метода отыскания диэлектрических проницаемостей гетерогенной в поперечном сечении полосковой структуры нами взята конструкция связанных полосковых линий с поперечным сечением, показанным на рис. 6.1.

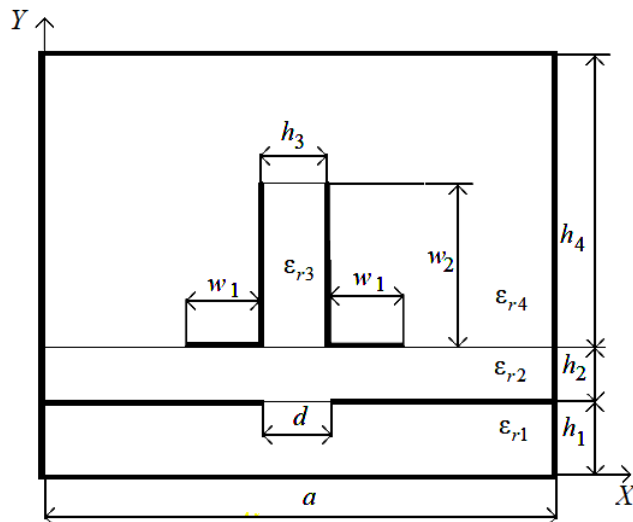


Рис. 6.1. Поперечное сечение связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой и зазором в заземляемом основании

Эта конструкция представляет модификацию связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой (VIP), предложенных и исследованных в работах [6.16–6.17]. Наличие зазора позволяет уменьшить собственные емкости горизонтально расположенных полосок и тем самым увеличить характеристическое сопротивление при синфазном возбуждении проводников. Наряду с этим появляется дополнительная возможность варьирования степенью неуравновешенности электромагнитной связи. Модифика-

ция VIP с зазором в заземляемом основании была применена для построения С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени запаздывания [6.18, 6.25].

В работах [6.14–6.17] рассмотрен расчет первичных и вторичных параметров СПЛ с вертикальной подложкой различными методами при заданных геометрических размерах и свойствах подложек. Исходными данными могут быть вторичные параметры в виде характеристических сопротивлений синфазного  $Z_{0c}$  и противофазного  $Z_{0\pi}$  возбуждения, а также коэффициенты емкостной  $k_C$  и индуктивной  $k_L$  связи, аналогичные по смыслу коэффициентам  $K_U$  и  $K_I$  и определяющие отношение фазовых скоростей синфазной и противофазной волн [6.26]:

$$\frac{v_c}{v_\pi} = \sqrt{\frac{(1-k_L)(1+k_C)}{(1+k_L)(1-k_C)}}. \quad (6.2)$$

Рассматриваемые связанные линии с поперечным сечением по рис. 6.1 обладают следующими отличительными особенностями:

1. Составляющие погонных емкостей полосок, выполненных на горизонтально и вертикально ориентированных подложках, в различной степени зависят от размеров  $w_1$  и  $w_2$  при прочих равных условиях. Это позволяет относительно независимо изменять частичные емкости полосковой структуры при вариации  $w_1$  и  $w_2$ .

2. Наличие зазора в заземляемом основании и воздушного промежутка между ним и экраном снижает собственные частичные емкости преимущественно горизонтальных полосок с размером  $w_1$ .

3. Ортогональное расположение диэлектрических подложек и соответственно полосок с размерами  $w_1$  и  $w_2$  при изменении относительных диэлектрических проницаемостей  $\epsilon_{r2}$  и  $\epsilon_{r3}$  позволяет в различной степени изменять емкостные коэффициенты  $C_{11}$  и  $C_{12}$ , следовательно, и  $v_c/v_\pi$  [6.14, 6.15] или отношение погонных задержек мод, как показано в [6.27].

Отмеченные особенности СПЛ (см. рис. 6.1) исследованы нами при изменении размеров  $w_1$  и  $w_2$ . Расчет первичных параметров проводился методом сеток [6.28]. При этом ставилась задача вне зависимости от выбранного метода (как инструментария) обосновать алгоритм синтеза  $\epsilon_{r2}$  и  $\epsilon_{r3}$  физически реализуемой конструкции поперечного сечения СПЛ, позволяющей получать заданное неравенство фазовых скоростей нормальных волн  $v_c/v_\pi$  при ограничениях на вторичные параметры.

Выбор метода расчета параметров по заданным размерам имеет подчиненное значение.

Расчет электрического поля при синфазном и противофазном возбуждении связанных полосок (см. рис. 6.1) выполнялся путем перехода от дифференциального уравнения Лапласа к конечно-разностной аппроксимации и отыскания электрического поля с помощью итерационной процедуры на

ПЭВМ с погрешностью  $10^{-6}$  при количестве узлов  $I \times J = 125 \times 95$ . Результаты расчета в виде эквипотенциальных линий при синфазном и противофазном возбуждении связанных полосок приведены на рис. 6.2 и 6.3, где  $i, j$  – координаты узлов сетки.

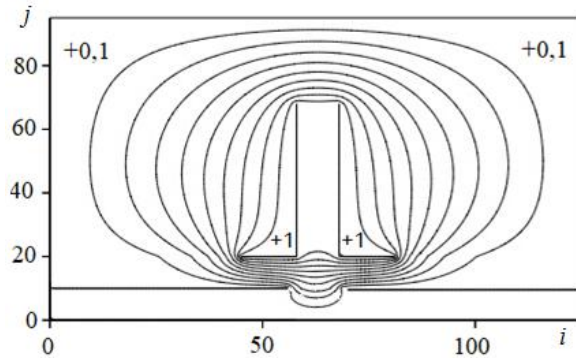


Рис. 6.2. Эквипотенциальные линии электрического поля при синфазном возбуждении горизонтальных и вертикальных полосок связанных линий

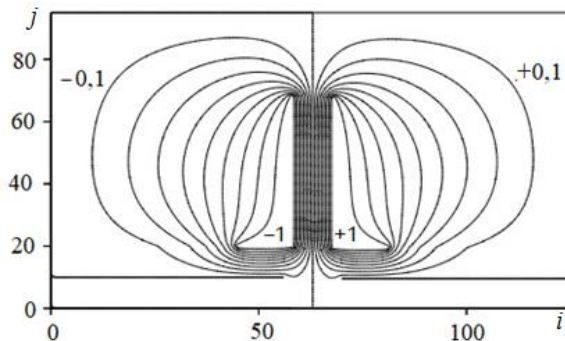


Рис. 6.3. Эквипотенциальные линии электрического поля при противофазном возбуждении горизонтальных и вертикальных полосок связанных линий

При этом взяты следующие размеры поперечного сечения полосковых линий и относительные диэлектрические проницаемости:  $w_1=1,0$ ;  $w_2=3,8$ ;  $h_1=h_2=h_3=0,8$ ;  $h_4=6$  мм;  $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r4}=1,0$ ;  $w_1=1,0$ ;  $d=1,0$  мм. В результате решения конечно-разностных уравнений для потенциалов  $U_{i,j}$  в узлах сетки вычислялись проекции электрического поля  $E_x$  и  $E_y$  на оси  $X$  и  $Y$ . Затем для синфазного и противофазного возбуждений находилась полная энергия, запасенная в электрическом поле (6.3):

$$WE = \sum_{i=1}^{\max(i)-1} \sum_{j=1}^{\max(j)-1} \Delta WE_{i,j}, \quad (6.3)$$

где  $\Delta WE_{i,j}$  – энергия, запасенная в элементе  $\Delta x \times \Delta y$ . Вычисление  $\Delta WE_{i,j}$  проводится по выражению (6.4):

$$\Delta WE_{i,j} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{4} \cdot \left[ (U_{i,j} - U_{i+1,j+1})^2 + (U_{i+1,j} - U_{i,j+1})^2 \right], \quad (6.4)$$

где  $\varepsilon_0$  – абсолютная диэлектрическая проницаемость;  $\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость элемента  $\Delta x \times \Delta y$ ;  $U_{i,j}$  – потенциал в узле  $i, j$ .  
 $U_{i+1,j}$ ,  $U_{i,j+1}$ ,  $U_{i+1,j+1}$  – потенциалы в узлах элемента  $\Delta x \times \Delta y$ .

При вычислении полной энергии  $WE$  внутренняя область полосковой структуры разбивается на подобласти  $\Omega_m$  с номерами  $m=1, \dots, 6$ , в которых относительные диэлектрические проницаемости  $\varepsilon_{r,m}$  ( $m=1, \dots, 6$ ) постоянны. Подобласти  $\Omega_m$ , в которых вычисляются составляющие энергии  $WE_1, \dots, WE_6$ , показаны на рис. 6.4.

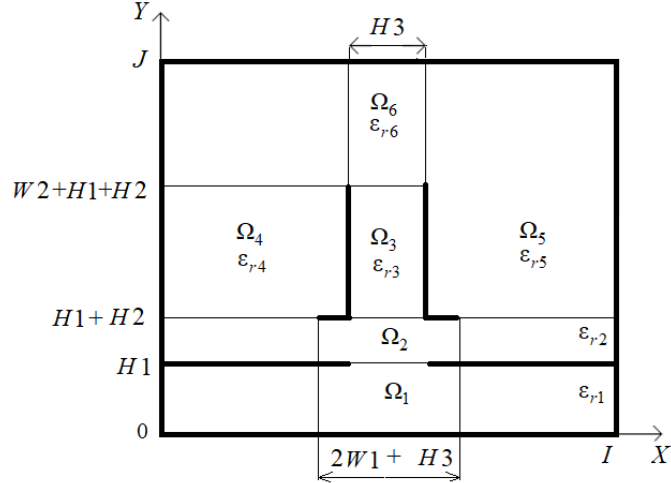


Рис. 6.4. Разбиение поперечного сечения VIP на подобласти (указаны целые значения координат на сетке)

$WE_1, \dots, WE_6$  определяются следующим образом:

$$WE_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r1}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=1}^{H1-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (6.5a)$$

$$WE_2 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r2}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=H1+1}^{H1+H2} (E_x^2 + E_y^2), \quad (6.5b)$$

$$WE_3 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r3}}{4} \cdot \sum_{i=T2}^{I-1} \sum_{j=H1+H2}^{H1+H2+W2-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (6.5c)$$

$$WE_4 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r4}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{T2-1} \sum_{j=H1+H2}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (6.5d)$$

$$WE_5 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r5}}{4} \cdot \sum_{i=T4+1}^{I-1} \sum_{j=H1+H2}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (6.5e)$$

$$WE_6 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r6}}{4} \cdot \sum_{i=T2}^{T4} \sum_{j=H1+H2+W2+1}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2). \quad (6.5f)$$

В выражениях (6.5a)–(6.5f) пределы суммирования содержат координаты  $i, j$  границ подобластей  $\Omega_1, \dots, \Omega_6$ , получаемые после дискретизации поперечного сечения полосковой структуры. Сумма квадратов проекций вектора напряженности электрического поля на оси  $x$  и  $y$  вычисляется так:

$$E_x^2 + E_y^2 = (U_{i,j} - U_{i+1,j+1})^2 + (U_{i+1,j} - U_{i,j+1})^2. \quad (6.6)$$

Формулы (6.5a)–(6.5f) используются при вычислении матрицы погонных емкостей и индуктивностей связанных линий. Для этого потенциалы на токонесущих полосках задаются равными  $+1, +1$  при синфазном возбуждении и  $-1, +1$  при противофазном возбуждении. Затем решается уравнение Лапласа в конечно-разностном виде и определяется зависимость  $U_{i,j}$ . Для синфазного возбуждения рассчитывается распределение потенциалов  $U_{i,j}^c$  при заполнении диэлектриками с относительными диэлектрическими проницаемостями  $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$  и потенциалы  $U_{i,j}^c(1)$  при воздушном заполнении. Процедура повторяется для противофазного возбуждения связанных полосок, в результате чего получается  $U_{i,j}^\pi$  и  $U_{i,j}^\pi(1)$ . Для каждого указанного распределения потенциалов в поперечном сечении полосковой структуры рассчитываются  $WE_1, \dots, WE_6$ . Снабдим их такими же индексами соответствия синфазному и противофазному возбуждению и состоянию диэлектрического заполнения:  $WE_m^c$  – накопленная энергия при синфазной моде при заполнении диэлектриками с  $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$ ;  $WE_m^c(1)$  – накопленная энергия для синфазной моды, заполнение воздухом;  $WE_m^\pi$  – накопленная энергия для противофазной моды, заполнение диэлектриками с  $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$ ;  $WE_m^\pi(1)$  – накопленная энергия для противофазной моды, заполнение воздухом.

Погонная емкость одной полоски для синфазной моды при одинаковых размерах связанных линий и заполнении диэлектриками с  $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$  определяется следующим образом:

$$C^c = \sum_{m=1}^6 WE_m^c. \quad (6.7)$$

При заполнении воздухом погонная емкость при синфазном возбуждении находится следующим образом:

$$C^c(1) = \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1). \quad (6.8)$$



Погонные емкости при противофазном возбуждении находятся аналогично

$$C^\pi = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi, \quad (6.9)$$

$$C^\pi(1) = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1). \quad (6.10)$$

Формулы (6.7)–(6.10) позволяют представить погонные емкости  $C^c$ ,  $C^c(1)$ ,  $C^\pi$ ,  $C^\pi(1)$  как суммы частичных емкостей, поскольку выражения (6.5a)–(6.5f) получены при суммировании  $\Delta WE_{i,j}$  в пределах подобластей, каждая из которых представляет поперечное сечение сложного конденсатора.

Запишем теперь коэффициенты матрицы емкостей рассматриваемых связанных линий

$$C_{11} = C_{22} = 0,5 \cdot \left( \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi + \sum_{m=1}^6 WE_m^c \right), \quad (6.11)$$

$$C_{12} = 0,5 \cdot \left( \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi - \sum_{m=1}^6 WE_m^c \right). \quad (6.12)$$

Коэффициенты матрицы емкостей при воздушном заполнении записываются на основе (6.8) и (6.10)

$$C_{11}(1) = C_{22}(1) = 0,5 \cdot \left( \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) + \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) \right), \quad (6.13)$$

$$C_{12}(1) = 0,5 \cdot \left( \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) \right). \quad (6.14)$$

Записав матрицу погонных емкостей при воздушном заполнении, найдем матрицу погонных индуктивностей [6.26]

$$L = \frac{1}{c^2} \begin{bmatrix} C_{11}(1) & C_{12}(1) \\ C_{12}(1) & C_{22}(1) \end{bmatrix}^{-1}, \quad (6.15)$$

где  $c$  – скорость света.

Далее определим относительные эффективные диэлектрические проницаемости при синфазном возбуждении

$$\varepsilon_{\text{eff } c} = \sum_{m=1}^6 WE_m^c / \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) \quad (6.16)$$

и для противофазной волны

$$\varepsilon_{\text{eff } \pi} = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi / \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1). \quad (6.17)$$

Обозначим  $WE_m^{c,\pi} / \varepsilon_{rm} = \overline{WE}_m^{c,\pi}$ . Допустим, что  $\varepsilon_{\text{eff } c}$  и  $\varepsilon_{\text{eff } \pi}$  известны. Тогда (6.16) и (6.17) позволяют записать систему уравнений, из которой

устанавливается связь между относительными диэлектрическими проницаемостями  $\varepsilon_{r_m}$  ( $m=1, \dots, 6$ ), эффективными диэлектрическими проницаемостями  $\varepsilon_{\text{eff } c, \pi}$  и размерами поперечного сечения, так как  $\overline{WE}_m^{c, \pi}$ ,  $WE_m^{c, \pi}(1)$  зависят от отношения поперечных размеров полосковой структуры. Если  $\varepsilon_{r_1} = \varepsilon_{r_4} = \varepsilon_{r_5} = \varepsilon_{r_6} = 1$  (заполнение воздухом), тогда получаем систему двух уравнений для определения  $\varepsilon_{r_2}$ ,  $\varepsilon_{r_3}$  горизонтально и вертикально расположенных подложек (см. рис. 6.4):

$$\varepsilon_{r_2} \overline{WE}_2^c + \varepsilon_{r_3} \overline{WE}_3^c = \varepsilon_{\text{eff } c} \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - \left( \overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c \right), \quad (6.18a)$$

$$\varepsilon_{r_2} \overline{WE}_2^\pi + \varepsilon_{r_3} \overline{WE}_3^\pi = \varepsilon_{\text{eff } \pi} \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) - \left( \overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi \right). \quad (6.18b)$$

Отсюда

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{r_2} \\ \varepsilon_{r_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{WE}_2^c & \overline{WE}_3^c \\ \overline{WE}_2^\pi & \overline{WE}_3^\pi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\text{eff } c} \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - A \\ \varepsilon_{\text{eff } \pi} \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) - B \end{bmatrix}, \quad (6.19)$$

где

$$A = \overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c; \quad B = \overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi.$$

При изменении  $\varepsilon_{\text{eff } c}$  и  $\varepsilon_{\text{eff } \pi}$  значения входящих в (6.19) других параметров не изменяются, так как размеры поперечного сечения полосковой структуры считаем неизменными. Но мы знаем, что вариация  $\varepsilon_{r_2}$  и  $\varepsilon_{r_3}$  приводит к изменению картины электрического поля. Поэтому выражение (6.19) справедливо, строго говоря, только при малом изменении электрического поля вследствие изменения  $\varepsilon_{\text{eff } c}$  и  $\varepsilon_{\text{eff } \pi}$ . Тем не менее, как будет показано далее на ряде примеров, расчет  $\varepsilon_{r_2}$  и  $\varepsilon_{r_3}$  по формуле (6.19) приводит к поставленной цели получения заданного отношения  $v_c/v_\pi$  в результате двух-трех итераций. При этом практически всегда решения, получаемые из (6.19), дают правильное направление изменения диэлектрических проницаемостей и позволяют сделать вывод о реализуемости конструкции связанных линий по критерию  $1 \leq \varepsilon_{r_2}$ ,  $1 \leq \varepsilon_{r_3}$ .

Для тестирования полученных соотношений предпринято решение прямой и обратной задачи. Прямая задача состояла в задании конструктивных размеров связанных полосковых линий:  $w_1 = 1,0$  мм,  $w_2 = 3,8$  мм,  $h_4 = 6$  мм,  $h_1 = h_2 = h_3 = 0,8$  мм,  $a = 10$  мм,  $b = 6$  мм,  $d = 0$  мм, относительных диэлектрических проницаемостей:  $\varepsilon_{r_1} = \varepsilon_{r_4} = \varepsilon_{r_5} = \varepsilon_{r_6} = 1$ ,  $v_c/v_\pi = 1,235$ .

Был проведен расчёт первичных и вторичных параметров СПЛ при выбранной базовой модели на подложках с  $\varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r3} = 2,68$ . В результате получены  $\varepsilon_{\text{eff } c}$ ,  $\varepsilon_{\text{eff } \pi}$  и  $v_c/v_\pi = 1,235$ . Обратная задача – определение  $\varepsilon_{r2}$ ,  $\varepsilon_{r3}$  по формуле (6.19), содержащей найденные при решении прямой задачи значения парциальных энергий. Получено полное совпадение результатов расчета  $v_c/v_\pi$ , что подтверждает корректность приводимых выражений.

Знание матриц погонных емкостей, индуктивностей и эффективных диэлектрических проницаемостей позволяет определить характеристические сопротивления синфазной и противофазной волн [6.26]

$$Z_{0c} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff } c}}}{\varepsilon_0 \cdot c \cdot \sum_{m=1}^6 WE_m^c}, \quad (6.20a)$$

$$Z_{0\pi} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff } \pi}}}{\varepsilon_0 \cdot c \cdot \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi}. \quad (6.20b)$$

Очевидно, что при изменении  $\varepsilon_{\text{eff } c, \pi}$  и соответственно  $\varepsilon_{r2}$  и  $\varepsilon_{r3}$  при расчете по формуле (6.19) будет происходить изменение  $Z_{0c, \pi}$ , как это следует из (6.20). Задав  $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = 1$ ,  $Z_{0c}$  и  $Z_{0\pi}$ , рассматривая (6.20) как систему из двух уравнений с неизвестными  $\varepsilon_{r2}$  и  $\varepsilon_{r3}$ , получаем по аналогии с (6.19) матрицу

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{r2} \\ \varepsilon_{r3} \end{bmatrix} = ZW^{-1} \cdot FE, \quad (6.21)$$

$$ZW = \begin{bmatrix} Z_{0c} \cdot c \cdot \varepsilon_0 \cdot \overline{WE}_2^c & Z_{0c} \cdot c \cdot \varepsilon_0 \cdot \overline{WE}_3^c \\ Z_{0\pi} \cdot c \cdot \varepsilon_0 \cdot \overline{WE}_2^\pi & Z_{0\pi} \cdot c \cdot \varepsilon_0 \cdot \overline{WE}_3^\pi \end{bmatrix}^{-1}, \quad (6.22)$$

$$FE = \begin{bmatrix} \sqrt{\varepsilon_{\text{eff } c}} - Z_{0c} \cdot c \cdot \varepsilon_0 \cdot \left( \overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c \right) \\ \sqrt{\varepsilon_{\text{eff } \pi}} - Z_{0\pi} \cdot c \cdot \varepsilon_0 \cdot \left( \overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi \right) \end{bmatrix}. \quad (6.23)$$

Выражения (6.19) и (6.21) могут давать несовпадающие результаты, если задаваться произвольными значениями  $\varepsilon_{\text{eff } c, \pi}$  и  $Z_{0c, \pi}$ . Это связано с тем, что вариация  $\varepsilon_{\text{eff } c, \pi}$  ведет к изменению  $WE_m^{c, \pi}$  при неизменных размерах поперечного сечения. Поэтому для одновременного попадания в допустимую окрестность значений  $\varepsilon_{\text{eff } c, \pi}$  целесообразно исследовать зависимость  $WE_m^{c, \pi}$  от размеров поперечного сечения  $w_1, w_2$ . Были взяты следующие исходные

параметры связанных полосковых линий:  $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r4} = 1$ ,  $\varepsilon_{r3} = 16$ ,  $h_1 = 0,8$  мм,  $h_2 = 0,5$  мм,  $h_3 = 1,0$  мм,  $h_4 = 8,0$  мм,  $d = 0$ ,  $a = 10$  мм. Размеры полосок  $w_1$ ,  $w_2$  взяты такие:  $w_1 = 2,3$  мм,  $w_2 = 0,5, \dots, 5,0$  мм. На рис. 6.5 и 6.6 показаны зависимости  $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1)$  и  $WE_m^\pi(1)$  от  $w_2$  при воздушном заполнении поперечного сечения рассматриваемой связанной линии и противофазном возбуждении полосок.

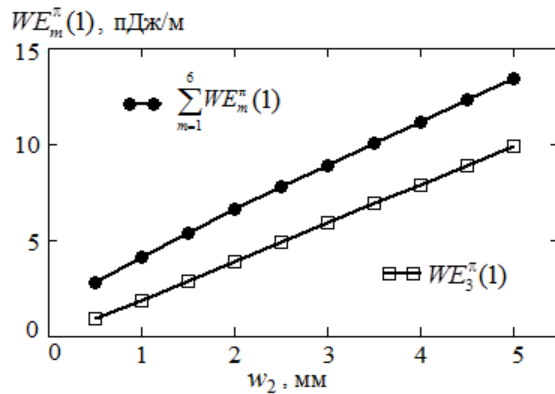


Рис. 6.5. Зависимости  $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1)$  и  $WE_3^\pi(1)$  от  $w_2$  и  $\varepsilon_{r3} = 1$

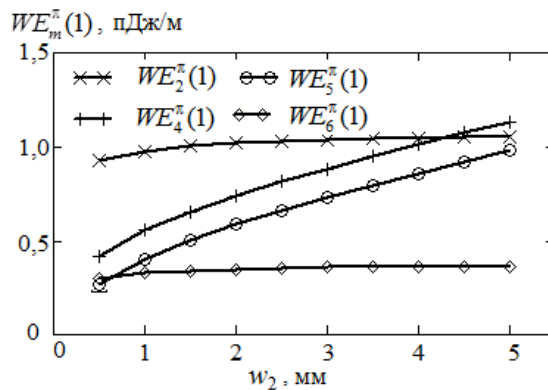


Рис. 6.6. Зависимости  $WE_m^\pi$  ( $m = 2, 4, 5, 6$ ) от  $w_2$  и  $\varepsilon_{r3} = 1$

Рисунки 6.7 и 6.8 иллюстрируют зависимости  $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi$  и  $WE_m^\pi$  от  $w_2$  при значении диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_{r3} = 16$  и воздушном заполнении остальных подобластей поперечного сечения рассматриваемых связанных линий и противофазном возбуждении полосок.

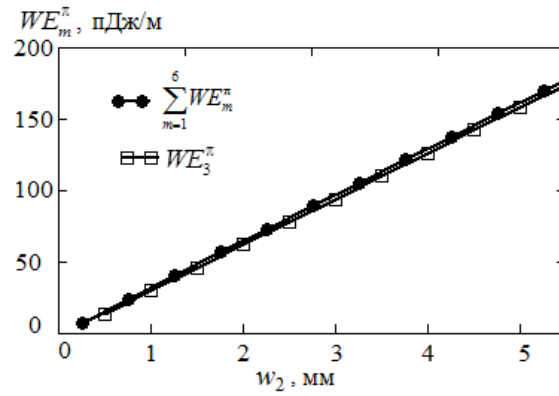


Рис. 6.7. Зависимости  $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi$  и  $WE_3^\pi$  от  $w_2$  при  $\epsilon_{r3} = 16$

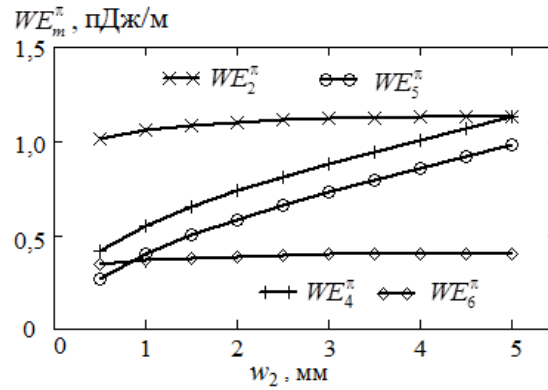


Рис. 6.8. Зависимости  $WE_m^\pi$  от  $w_2$  при  $\epsilon_{r3} = 16$

Анализ графиков рис. 6.5–6.8 показывает, что доминирующий вклад в суммарную емкость противофазного типа колебаний вносит емкость между вертикально расположенными полосками (коэффициент  $WE_3^\pi$ ). Получены функции, аппроксимирующие зависимости  $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1)$ ,  $WE_3^\pi(1)$ ,  $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi$  и  $WE_3^\pi$  от  $w_2$  (6.24)–(6.28):

$$\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) \approx f_0(w_2),$$

$$f_0(w_2) = [1,443 \quad 2,852 \quad -0,161 \quad 0,014] \cdot [wr], \quad (6.24)$$

$$WE_3^\pi(1) \approx f_1(w_2),$$

$$f_1(w_2) = [-0,102 \quad 2,018 \quad -0,005 \quad 0,0005] \cdot [wr], \quad (6.25)$$

$$\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi \approx f_2(w_2),$$

$$f_2(w_2) = [-0,548 \quad 33,197 \quad -0,266 \quad 0,025] \cdot [wr], \quad (6.26)$$

$$WE_3^\pi \approx f_3(w_2),$$

$$f_3(w_2) = [-2,231 \quad 32,386 \quad -0,118 \quad 0,012] \cdot [wr], \quad (6.27)$$

$$[wr] = [1 \quad w_2 \quad w_2^2 \quad w_2^3]^T. \quad (6.28)$$

Обратившись к выражению (6.19), найдем  $WE_3^\pi$  по задаваемому  $Z_{0\pi}$ :

$$WE_3^\pi = \frac{1}{Z_{0\pi} \varepsilon_0 c} \left[ \varepsilon_{eff\pi} - \varepsilon_0 Z_{0\pi} c \left( \sum_{m=3}^6 WE_m^\pi + WE_1^\pi \right) \right]. \quad (6.29)$$

Теперь можно воспользоваться (6.27) и найти ширину полосок  $w_2$ , расположенных на вертикальной подложке по заданному  $Z_{0\pi}$ . Это сводится к решению уравнения

$$32,386 \cdot w_2 - 0,118 \cdot w_2^2 + 0,012 \cdot w_2^3 - 2,231 = WE_3^\pi. \quad (6.30)$$

Приближенное значение  $w_2$  получается из (6.30), если не учитывать коэффициенты при  $w_2^2$  и  $w_2^3$ :

$$w_2 \approx (WE_3^\pi + 2,231) / 32,386. \quad (6.31)$$

Уравнение (6.30) или приближенная формула (6.31) позволяют определить  $w_2$  при изменении  $Z_{0\pi}$ .

*Пример 1.* Проведенный расчет первичных и вторичных параметров связанных линий при  $w_2 = 2$  мм и исходных данных, указанных выше, дал значение  $Z_{0\pi} = 18,167$  Ом. Затем сделана корректировка  $Z_{0\pi} = 20$  Ом, из (6.29) определено  $WE_3^\pi = 56,199$  пДж/м, и в результате решения (6.30) получено  $w_2 = 1,817$  мм. Приближение по (6.31) дало значение  $w_2 = 1,804$  мм.

## 6.2. Методика и результаты синтеза конструкций с заданным отношением фазовых скоростей синфазных и противофазных волн

Синтезированы конструкции с разными отношениями фазовых скоростей синфазных и противофазных волн. За основу взята конструкция с размерами  $w_1 = 0$ ,  $a = 10$  мм,  $h_4 = 6$  мм,  $h_1 = h_2 = h_3 = 1,0$  мм,  $d = 0$  и относительными диэлектрическими проницаемостями  $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = 1,0$ . При синтезе делалось, как правило, две итерации. Их суть сводилась к тому, чтобы на первом шаге определить путем применения формул (6.19), (6.21) диэлектрические проницаемости  $\varepsilon_{r2}$  и  $\varepsilon_{r3}$ , обеспечивающие заданное  $v_c/v_\pi$  в пределах  $0,8 \dots 2,5$ . После получения первого приближения вновь рассчитывались пер-

вичные и вторичные параметры и определялись  $\varepsilon_{r2}$  и  $\varepsilon_{r3}$  по полученным формулам.

*Пример 2.* Задано  $v_c/v_\pi = 0,8$ . При первой итерации, используя базовые параметры и взяв  $\varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r3} = 2,68$ , применяем (6.19) и приходим к выводу о том, относительные диэлектрические проницаемости должны удовлетворять неравенству  $\varepsilon_{r2} > \varepsilon_{r3}$ . Берем  $\varepsilon_{r2} = 16$ ,  $\varepsilon_{r3} = 2,6$ . Расчет первичных параметров при  $w_2 = 2,5$  мм дал значение  $v_c/v_\pi = \sqrt{3,572/5,295} = 0,821$ .

Вторая итерация проведена изменением  $\varepsilon_{\text{eff}c} = 5,58$ . Получены необходимые  $\varepsilon_{r2} = 17,237$ ,  $\varepsilon_{r3} = 2,414$ . Для расчета взяты  $\varepsilon_{r2} = 17,20$ ,  $\varepsilon_{r3} = 2,42$ . Результат

$$\varepsilon_{\text{eff}c} = 5,571, \quad \varepsilon_{\text{eff}\pi} = 3,567, \quad v_c/v_\pi = 0,8,$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 177,5 & -61,47 \\ -61,47 & 177,5 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}; \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3498 & 0,1839 \\ 0,1839 & 0,3498 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}.$$

*Пример 3.* Задано  $v_c/v_\pi = 1,0$ . При первой итерации, используя базовые параметры и взяв  $\varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r3} = 2,68$ ,  $w_2 = 3$ , применяем (6.19) и приходим к выводу о том, что относительные диэлектрические проницаемости должны удовлетворять неравенству  $\varepsilon_{r2} > \varepsilon_{r3}$ , условие выравнивания  $v_c$  и  $v_\pi$  выполняется, если  $\varepsilon_{r2}/\varepsilon_{r3} = 4,738/2,289$ .

Вторая итерация проведена при  $\varepsilon_{r2} = 5,0$ ,  $\varepsilon_{r3} = 2,4$ , но потребовалась и третья итерация после уточнения с помощью выражения (6.19). При этом достигается отношение  $v_c/v_\pi = 1,004$  при  $\varepsilon_{\text{eff}c} = 2,35$ ,  $\varepsilon_{\text{eff}\pi} = 2,37$ , а первичные параметры в виде матриц емкостей и индуктивностей получают следующие:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 117,6 & -65,18 \\ -65,18 & 117,6 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}; \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3212 & 0,1771 \\ 0,1771 & 0,3212 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}.$$

Реализация конструкции связанных линий с синтезированными размерами неудобна для монтажа вертикальной подложки. Чтобы была возможность улучшить технологичность сборки, желательно, чтобы  $w_1 > 0$ . Тогда возможно соединение вертикально расположенных полосок с горизонтальными полосками с помощью пайки (см. рис. 6.1, [6.16–6.18]). Однако увеличение  $w_1$  ведет к росту собственной емкости на заземляемое основание и уменьшению  $Z_{0c}$ . Компенсировать нежелательные изменения можно увеличением зазора  $d$ .

Нами были рассчитаны зависимости  $v_c/v_\pi$  и  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}}$  от  $d$  при  $w_1 = 0,5$  мм и остальных полученных после второй итерации параметрах. Аппроксимация функций  $v_c/v_\pi \approx f_4(d)$  и  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} \approx f_5(d)$  получена в виде полиномов

$$f_4(d) = [0,944 \quad 1,49 \cdot 10^{-3} \quad 0,026 \quad -3,38 \cdot 10^{-3}] \cdot [wd], \quad (6.32)$$

$$f_5(d) = [44,129 \quad -0,237 \quad 1,803 \quad -0,231] \cdot [wd], \quad (6.33)$$

$$[wd] = [1 \quad d_2 \quad d_2^2 \quad d_2^3]^T. \quad (6.34)$$

Совместное решение уравнений (6.32), (6.33) позволило найти зазор  $d = 1,7$  мм и после повторного расчета по программе NETEPSILON получить  $v_c/v_\pi = 1,012$  и приемлемое согласование при  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 48,2$  Ом.

*Пример 4.* Задано  $v_c/v_\pi = 1,7$ . Поставлено условие применения диэлектрика одного типа толщиной  $h_3 = 1,5$  с проницаемостью материала  $\epsilon_{r3} = 5,0$ . Остальное пространство – воздух. Волновое сопротивление для противофазной волны должно быть  $Z_{0\pi} = 25$  Ом,  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 50$  Ом. В качестве базового первичного варианта выбрана конструкция с размером вертикально расположенных полосок  $w_2 = 3$  мм. После первой итерации получено  $v_c/v_\pi = 1,642$ ,  $Z_{0\pi} = 31,24$  Ом. Второй шаг делался обращением к формуле (6.27), которая позволила уточнить  $w_2 = 4$  мм и в конечном итоге получить  $v_c/v_\pi = 1,702$ ,  $Z_{0\pi} = 24,79$  Ом,  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 50,228$  Ом.

*Пример 5.* В качестве базовой конструкции взята полосковая структура с  $w_1 = 0$ ,  $w_2 = 2$  мм,  $h_1 = 0$ ,  $h_2 = 0,45$  мм,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r4} = 1$ . Поставлена задача получить на основе этой конструкции отношение  $v_c/v_\pi \geq 2,5$ , используя оценки на основе выражений (6.19), (6.21). При этом одновременно должно быть выполнено условие  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} \approx 50$  Ом. Из проведенного анализа (см. предыдущий пример) следует, что  $v_c/v_\pi > 1$  можно получить, только если  $\epsilon_{r3} > \epsilon_{r2}$ . В качестве первой итерации было взято  $\epsilon_3 = 20,0$ , что в предельном случае обеспечивает  $\epsilon_{\text{eff} \pi} = \sqrt{20} = 4,47$ , и при  $\epsilon_{\text{eff} c} = 1,5$  получаем  $v_c/v_\pi = 3,65$ . Однако расчет показал, что при выбранных параметрах полосковой структуры имеем  $v_c/v_\pi = 2,947$  и  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 42,176$ . Вторая итерация проведена сначала обращением к (6.21) при  $Z_{0c} = 133,57$  Ом,  $Z_{0\pi} = 18,73$  Ом и расчетом  $[\epsilon_{r2}, \epsilon_{r3}] = [0,703; 16,871]$ . Этот результат означает, что при выбранной  $\epsilon_3 = 20,0$  и заданных других параметрах физическая реализация условия  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} \approx 50$  Ом невозможна, так как  $\epsilon_{r2}$  нереализуема. Но одновременно с этим расчет указывает на необходимость уменьшения  $\epsilon_{r3}$ . Было взято  $\epsilon_{r3} = 16$ , получен физически реализуемый вариант и  $v_c/v_\pi = 2,704$ ,  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 44,959$  Ом.



## Заключение

Представленный подход, суть которого состоит в решении обратных задач отыскания диэлектрических проницаемостей и размеров полосок на основе численного решения уравнения Лапласа и определения накопленной энергии электрического поля в выделенных подобластях, применим к другим типам связанных полосковых линий. Находимые значения относительных диэлектрических проницаемостей подложек могут не соответствовать проницаемостям производимых фольгированных материалов. Так, в *примере 2* показана необходимость получения относительных диэлектрических проницаемостей  $\varepsilon_{r2} = 17,2$ ,  $\varepsilon_{r3} = 2,42$ . Материалы с точно такими параметрами можно изготовить с помощью аддитивных технологий многокомпонентной печати разными диэлектриками с заранее заданным процентным содержанием составляющих [6.23]. Другой возможный способ – использовать многослойные подложки из разных доступных диэлектриков с разной толщиной и разными диэлектрическими проницаемостями, в том числе получаемых с помощью принтерных технологий. В этом случае представленный путь решения задачи получения заданного отношения фазовых скоростей при ограничении на другие параметры также применим. Таким образом, возможности проведенного в настоящей работе синтеза СПЛ по критерию заданного отношения  $v_c/v_\pi$  делают целесообразной новую задачу разработки технологического процесса изготовления диэлектрических материалов с заданной диэлектрической проницаемостью аддитивными методами печати.

Представленная методика, на взгляд авторов, также полезна для встраивания в алгоритм оптимизации при решении схожих задач синтеза полосковых структур при заданных  $v_c/v_\pi$  и  $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}}$ , так как основывается на аналитических соотношениях при выборе направления поиска необходимых диэлектрических проницаемостей.

## Литература к главе 6

- 6.1. Влостовский Е.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
- 6.2. Zysman G.I. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium / G.I. Zysman, A.K. Johson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 7, No. 10. – P. 753–759.
- 6.3. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmission line filters and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1956. Vol. MTT-4. – P. 75–81.
- 6.4. Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium // International Journal of Electronics. – 1975. – Vol. 38, No. 3. – P. 337–347.
- 6.5. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. – Vol. 23, No. 9. – P. 734–739.
- 6.6. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.
- 6.7. March S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip // In Microwave Symposium Digest. – 1982. – P. 410–412.
- 6.8. Sheleg B. Broad-band directional couplers using microstrip with dielectric overlays / B. Sheleg, B.E. Spielman // IEEE Trans. Microw. Theory. Tech. – 1974. – Vol. 22, No. 12. – P. 1216–1220.
- 6.9. Hammad A.M. Weakly coupled directional coupler with simultaneous wide bandwidth and high directivity / A.M. Hammad, Z.M. Ayaz, H.M. Cheema // Microw. Opt. Technol. Lett. – 2019. – P. 1–4.
- 6.10. Belyaev B. Investigation of microstrip high-pass filters based on multimode resonator / B. Belyaev, S. Khodenkov, G. Nazarov, S. Natalia, D. Panin // Proceedings – 2019. Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology. – 2019. – P. 383–386.
- 6.11. Belyaev B.A. A highly selective bandpass filter based on suspended substrate resonators with a two-sided stripline pattern / B.A. Belyaev., Y.F. Balva, A.A. Leksikov, E.O. Grushevskii, A.M. Serzhantov // Technical Physics Letters. – 2019. – Vol. 45, No. 5. – P. 485–488.
- 6.12. Belousov O. Simulation of the time response in multiconductor microstrip modal filters with separate accounting for losses in conductors and dielectrics / O. Belousov, T.R. Gazizov // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–5.
- 6.13. Samoylichenko M.A. Electrical Characteristics of a Modal Filter with a Passive Conductor in the Reference Plane Cutout / M.A. Samoylichenko, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2021. – Vol. 63, No. 2. – P. 435–442.
- 6.14. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, V.N. Putilov, N.Y. Rudyi // European Microwave Week 2015: Freedom Through Microwaves (EuMW – 2015). – Conference Proceedings; 2015 45th European Microwave Conference Proceedings, EuMC: 45, Freedom Through Microwaves, Paris, 07–10 sept. 2015. – Paris: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. – 2015. – P. 283–286. – DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345755.

- 6.15. Sychev N. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert // N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi // Proc. 25th Int. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology. – 2015. – P. 547–549.
- 6.16. Konishi Y. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka, M. Nakajima // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – P. 1057–1063.
- 6.17. Malyutin N.D. Wave properties of the group delay correctors based on coupled strip-lines with different inphase and antiphase wave phase velocities / N.D. Malyutin, A. Malyutina, A. Fedorov, A. Loschilov, R. Sharabudinov // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2019. – P. 367–381.
- 6.18. Konishi Y. Newly Proposed Vertically Installed Planar Circuit and its Application / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuka // IEEE Transactions on Broadcasting. – 1987. – P. 1–7.
- 6.19. Развитие аддитивных принтерных технологий в электронике / Н.Д. Малютин, В.И. Туев, А.Г. Лошилов и др. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 69 с.
- 6.20. Johann S. Plastic and metal additive manufacturing technologies for microwave passive components up to K-band / S. Johann, F. William, P. Aurelien // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2018. – Vol. 10. – P. 772–782.
- 6.21. Здрок А.Е. Микрополосковая линия, изготовленная методом плоттерной печати чернилами, содержащими наночастицы серебра. Ее частотные и импульсные характеристики / А.Е. Здрок., Д.В. Шерстюк, А.М. Умаров, С.А. Артищев, А.Г. Лошилов, Н.Д. Малютин // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – 2016. – Т. 8, № 3. – С. 3–8.
- 6.22. Туев В.И. Исследование возможностей применения аддитивной принтерной технологии формирования пленок органических и неорганических материалов электроники / В.И. Туев, Н.Д. Малютин, А.Г. Лошилов, С.А. Артищев, А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, А.А. Бомбизов, С.П. Караульных, И.М. Макаров, А.В. Убайчин // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 4 (38). – С. 52–63.
- 6.23. Качаев А.А. Перспективы применения аддитивных технологий для получения керамических материалов / А.А. Качаев, А.С. Чайникова, В.А. Воронов, П.Б. Мазалов, Ю.Е. Лебедева // Аддитивные технологии: настоящее и будущее: матер. VII Междунар. конф. – М., 2021. – С. 149–159.
- 6.24. Смирнов А. Разработка и исследование керамополимерного филамента для 3D-печати методом послойного наплавления / А. Смирнов, П.А. Подрабинник, Е.В. Кузнецова, Р.С. Хмыров, Н.Н. Бабушкин // Перспективные технологии и материалы: матер. междунар. науч.-практ. конф. – Севастополь, 2021. – С. 228–232.
- 6.25. Дрогалев С.В. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени задержки / С.В. Дрогалев, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30–32.
- 6.26. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.
- 6.27. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.
- 6.28. Fusco V.F. Microwave circuits. Analysis and Computer-aided Design. – Prentice-Hall International. – 1990. – P. 87–129.

## 7. ОСОБЕННОСТИ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ СИНФАЗНЫХ И ПРОТИВОФАЗНЫХ ВОЛН С НЕРАВНЫМИ ФАЗОВЫМИ СКОРОСТЯМИ В СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Разработка способа и устройства (устройств) оценки матрицы обратного рассеяния радиолокационных объектов предполагает решение многих вопросов при проектировании компонент радиолокационного сенсора упомянутого функционального назначения. Кроме этого, нами ставится задача исследования параметров рассеяния различных объектов в направлениях, обозначенных в предыдущих главах. Основу большого числа СВЧ-пассивных компонент составляют связанные линии (СЛ), в частности, связанные полосковые линии (СПЛ). Весьма интересен вопрос о возбуждении в таких линиях собственных (нормальных) волн при воздействии внешнего электромагнитного поля при большой разнице фазовых скоростей нормальных волн с кратностью от  $1/3$  до  $3/1$  и более. Хотя в целом физика взаимодействия волн с такими особенностями известна, но важны количественные характеристики явления, которые могут приводить к перерождению известных устройств на СЛ из одного типа в другой тип, ранее отсутствовавший в классификации.

Весьма интересно также взаимодействие приемоизлучающих элементов с частями системы, скрытыми от проникновения электромагнитных волн, но связанных кондуктивно или через электромагнитную связь с антеннами. В этом случае, как это показано в подразд. 1.1, 1.2, отклик системы может состоять из взаимной и невзаимной составляющих. Если ставить вопрос о подобном влиянии шире, тогда могут открыться перспективы получения новых типов метасред, отражателей, других функциональных устройств и сред.

В настоящей главе решена задача определения амплитуд системы нормальных волн с использованием экспериментальных данных для подтверждения правильности модели, что ранее не удавалось сделать для связанных структур с сильно отличающимися фазовыми скоростями синфазных и противофазных волн. Рассмотрено распространение короткого импульса пикосекундного диапазона в связанных линиях с отношением фазовых скоростей противофазных и синфазных волн  $3:1$ . Экспериментально показана особенность интерференции синфазных и противофазных волн в таких структурах, приводящая к разделению входного импульса между тремя портами без существенной потери энергии на отражение от входа. Установлено, что интерференция волн приводит к изменению направленных свойств рассматриваемых структур и разделению спектральных составляющих импульса между портами.

### Введение

В теории связанных линий (СЛ) при решении телеграфных уравнений было введено понятие синфазных и противофазных волн [7.1–7.3]. В этих и

других работах считалось, что фазовые скорости синфазных  $v_e$  и противофазных  $v_o$  волн равны, и процесс распространения волн в линиях рассматривался как результат интерференции волн с одинаковыми коэффициентами распространения. Однако по мере развития теории и практики связанных полосковых линий с неоднородным в поперечном сечении диэлектрическим заполнением стало очевидным влияние неравенства  $v_e$  и  $v_o$  на частотные характеристики устройств на основе СЛ. В работах [7.4–7.8] были рассмотрены физические закономерности интерференции волн в связанных полосковых структурах при  $v_e \neq v_o$ , а также качественное и количественное изменение частотных характеристик устройств на основе СЛ и многосвязных полосковых структур. В 1969 г. впервые в работе [7.4] теоретически было показано, что некоторые всепропускающие схемы при неравенстве  $v_e$  и  $v_o$  приобретают фильтрующие свойства. В работе [7.8] это было подтверждено экспериментально. Практическое применение СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением стимулировало поиск и создание новых разновидностей конструкций СЛ, цели создания которых имели два противоречивых направления. В первом из них закладывалось стремление сблизить  $v_e$  и  $v_o$ , чтобы избежать интерференции волн, приводящей к резонансным явлениям [7.9, 7.10]. В рамках второго направления осуществлялся поиск степени неравенства  $v_e$  и  $v_o$  для решения задач создания лучших частотно-селективных характеристик устройств на основе СЛ [7.11, 7.12], создания устройств защиты аппаратуры от коротких импульсов [7.13, 7.14] и др.

Фазовые скорости  $v_e$  и  $v_o$  обычно определяют через эффективные относительные диэлектрические проницаемости при синфазном возбуждении  $\epsilon_{\text{reff } e}$  и противофазном возбуждении  $\epsilon_{\text{reff } o}$  связанных линий [7.5, 7.6]

$$v_{e,o} = c / \sqrt{\epsilon_{\text{reff } e,o}}, \text{ где } c \text{ – скорость света.}$$

Если СЛ одинаковые, тогда  $\epsilon_{\text{reff } e,o}$  можно определить через погонные параметры связанных линий [7.15]:  $\epsilon_{\text{reff } e} = cL_{11} + L_{11}C_{11} - |C_{12}|$ ,  $\epsilon_{\text{reff } o} = cL_{11} - L_{11}C_{11} + |C_{12}|$ , здесь  $C_{11}$ ,  $C_{12}$  – элементы матрицы погонных емкостей,  $L_{11}$ ,  $L_{12}$  – элементы матрицы погонных индуктивностей.

Изучение зависимости параметров связанных линий от отношения  $v_e/v_o \geq 3$  привело к созданию конструкции СЛ, в которых отношение фазовых скоростей  $v_e/v_o \geq 3$  [7.17–7.18]. Было показано, что при  $v_e/v_o \geq 3$  интерференция синфазной и противофазной волн приводит к качественному изменению частотной зависимости параметров отрезка СЛ. Практическое применение таких СПЛ нашло при создании трансправленного ответвителя (ТрНО) [7.16] на СЛ. Ответвитель реализуется на структуре с вертикальной вставкой с высокой диэлектрической проницаемостью, позволяющей обеспечивать трехкратное отношение фазовых скоростей  $v_e$  и  $v_o$  и приемлемое им-

педансное согласование. В последующих публикациях была описана компьютерная модель такой структуры, базирующаяся на методе численных конформных преобразований [7.19]. В работах [7.17, 7.18] характеристики СЛ с отношением  $v_e/v_o \geq 3$  исследовались в частотной области.

В настоящей работе рассмотрено распространение сверхширокополосного импульса пикосекундного диапазона в связанных линиях при  $v_e/v_o \geq 3$ . Импульс подавался на входной порт первой линии. Проведено экспериментальное измерение импульсных сигналов на входе/выходе трех других портов и отраженного сигнала от входного порта устройства. Выполнен расчет спектров полученных импульсных откликов и анализ физических особенностей интерференции синфазных и противофазных волн в СЛ при импульсном воздействии.

### 7.1. Устройство и схема измерения

Соотношение фазовых скоростей синфазной и противофазной волн  $v_e/v_o$  зависит от конструкции связанных линий. В работах [7.16–7.19] это достигается вертикальным и горизонтальным расположением подложек 1 и 4 из разных диэлектриков с относительными диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  и проводников 2 и 3 с шириной  $w_1$  и  $w_2$  (рис. 7.1). На этом рисунке показана модификация конструктивного исполнения связанных полосковых линий, которая позволяет варьировать  $v_e/v_o$  в широких пределах. Рисунок 7.2 иллюстрирует поперечное сечение СЛ.

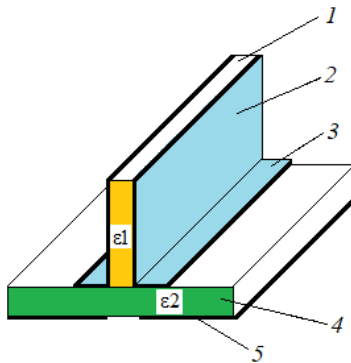


Рис. 7.1. Конструкция связанных полосковых линий: 1 – вертикально расположенная подложка и нанесенные на ней полоски 2; 3 – горизонтально расположенные полоски на подложке 4; 5 – заземляемое основание с зазором под область связи полосок 3

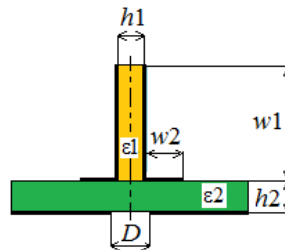


Рис. 7.2. Поперечное сечение связанных полосковых линий с изменяемым в широких пределах соотношением фазовых скоростей синфазных и противофазных волн при изменении размеров и диэлектрических проницаемостей вертикально и горизонтально расположенных подложек и проводников

Связанные полоски шириной  $w_1 = 2$  мм выполнены на подложке, размещенной вертикально по отношению к заземляемому основанию. Между

нижним торцом подложки и основанием зазор  $D=0,5$  мм. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_1=16,0$ . Материал подложки Флан-16. Остальные размеры поперечного сечения СПЛ:  $h_1=1,0$  мм;  $h_2=0,5$  мм. Конструкция снабжена коаксиально-полосковыми разъемами. Длина отрезка связанных линий составляет  $l=0,1$  м. Экспериментальные исследования проводились на стенде, схема которого показана на рис. 7.3.

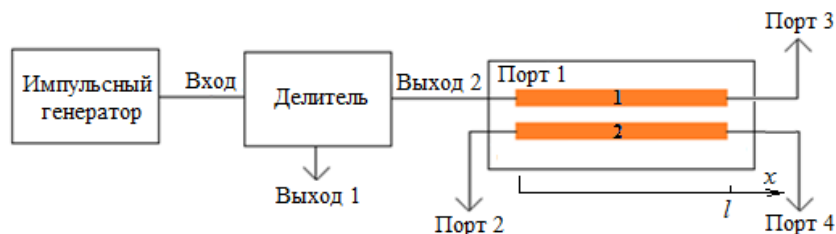


Рис. 7.3. Схема для исследования импульсных характеристик отрезка связанных полосковых линий

Схема установки состоит из импульсного генератора, представляющего собой связку опорного генератора Geozondas GZ1105DLP2 и формирователя импульсов GZ1117DN-35, делителя (сплиттера) Picosecond 5372. Импульсный генератор соединен с входом делителя, который имеет развязку 14 дБ с выходом 1. Ослабление импульса, поступающего на выход 2 делителя, составляет 2 дБ. Этот импульс подается через отрезок коаксиального кабеля на порт 1 исследуемого устройства. Осциллограф типа DSA 8300 имеет два входа, что позволяет наблюдать два импульсных сигнала с выхода 2 делителя и с одного из трех портов 2, 3, 4. При этом осциллограф синхронизируется от импульсного генератора.

## 7.2. Экспериментальные результаты

В процессе экспериментальных исследований проведено измерение импульсных сигналов при одинаковых нагрузках портов 1–4  $Z_{load1}, \dots, Z_{load4} = 50$  Ом. Была поставлена задача выявления особенностей распространения входного импульса по связанным линиям устройства. Рисунок 7.4 иллюстрирует запись импульса, подаваемого в порт 1 с выхода 2 делителя длительностью 40 пс и амплитудой  $-0,7$  В. Зависимость напряжения от времени на выходе порта 3 показывает, что входной импульс при передаче в порт 3 расщепился на два импульса с амплитудами  $-0,26$  и  $-0,22$  В. Групповое время запаздывания этих импульсов относительно входного импульса соответственно на  $\tau_{ge} = 346$  пс и  $\tau_{go} = 996$  пс. Импульсные сигналы на портах 2 и 4 показаны на рис. 7.5 и 7.6. В этом случае наблюдается более сложная картина прохождения входного импульса в виде последовательности импульсов с формой, близкой к форме входного импульса, и выбросов импульсов более

сложной формы и с большей задержкой по времени. Амплитуда первого импульса с меньшей задержкой, прошедшего в порт 2, составляет  $-0,30$  В, а первого импульса, поступившего в порт 4, равна  $-0,27$  В.

Рис. 7.4. Импульсные сигналы на входе (порт 1) и в порту 3 при нагруженных портах 2 и 4 на 50 Ом

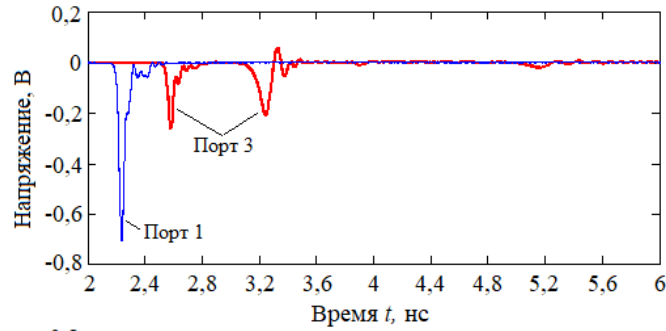


Рис. 7.5. Импульсные сигналы на входе (порт 1) и в порту 2

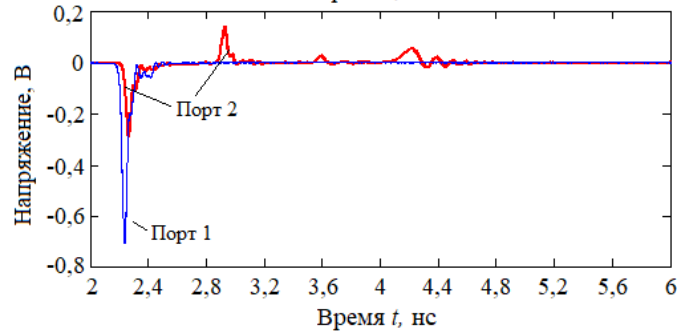
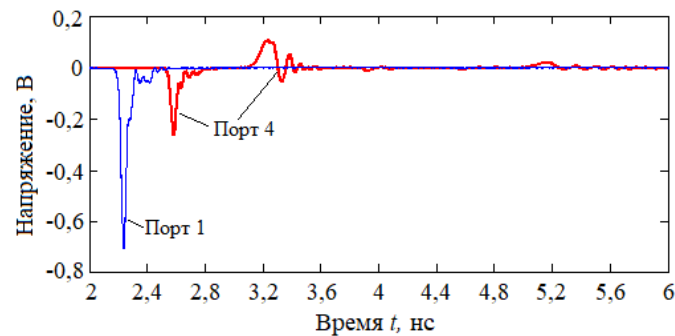


Рис. 7.6. Импульсные сигналы на входе (порт 1) и в порту 4



Для анализа механизма распространения входного импульса по связанным линиям транснаправленного ответвителя важной характеристикой является отражение входного импульса от порта 1. Поэтому проведены измерения отраженного импульса. Для этого между делителем и испытуемым устройством был включен отрезок коаксиального кабеля. В результате входной и отраженный импульсы были разделены по времени прихода их на вход осциллографа. Рисунок 7.7 иллюстрирует сравнение входного и отраженного импульсов. Максимальная амплитуда отраженного импульса составляет  $0,1$  В. Это позволяет качественно оценить модуль коэффициента отражения транснаправленного ответвителя при воздействии сверхширокополосного импульса как отношение амплитуд  $|\Gamma| = 0,1/0,7 = 0,14$ .



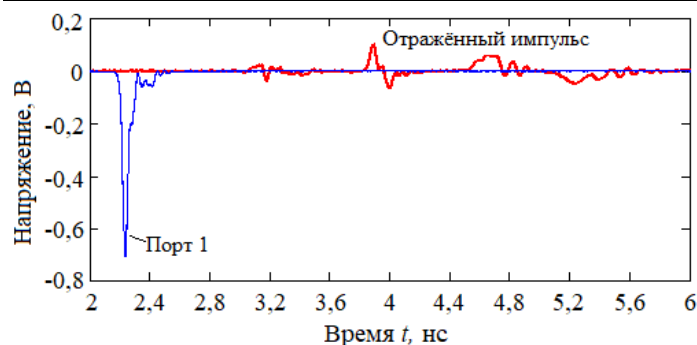


Рис. 7.7. Сравнение входного и отраженного импульсов

Известно [7.17], что частотная зависимость входного коэффициента отражения отрезка СЛ в широком диапазоне частот характеризуется периодическими полюсами. Поэтому при исследовании устройства ожидался значительный отраженный импульс. Но полученный отраженный сигнал, показанный на рис. 7.7, не подтвердил наше предположение. Чтобы объяснить обнаруженный эффект, был проделан анализ спектров импульсного сигнала на входе устройства и на портах 2–4 (рис. 7.4–7.6). На рис. 7.8 показаны огибающие спектров импульсных сигналов на входе первой линии (порт 1), на ее выходе (порт 3) и отраженного сигнала от входа исследуемого устройства.

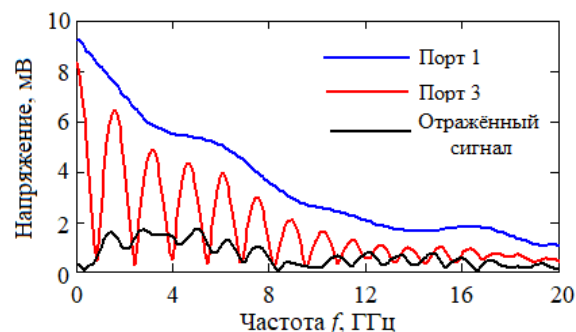


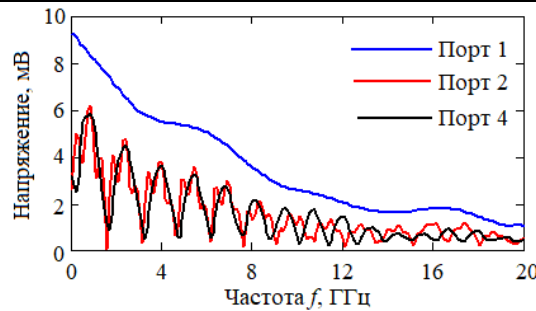
Рис. 7.8. Огибающие спектров импульсных сигналов на входе первой линии устройства (порт 1), на ее выходе (порт 3) и отраженного от входа сигнала

Из рис. 7.8 видно, что воздействующий сигнал (порт 1) имеет сплошной спектр, сигнал в порту 3 имеет решетчатый спектр. Наличие относительно небольших отражений гармонических составляющих от входа (показано черным цветом) не является причиной существенного уменьшения коэффициента передачи пропускаемых в порт 3 гармоник в диапазоне частот от 0,1 до 8 ГГц, так как коэффициент отражения невелик.

Ввиду наличия решетчатого спектра пропускания и отсутствия полюсов полного отражения гармонических составляющих сверхширокополосного сигнала возникает вопрос о направлении передачи не прошедших на порт 3 гармоник в другие порты. Были рассчитаны огибающие спектров сигналов на портах 2 и 4 (рис. 7.9).

Анализ спектральных характеристик (см. рис. 7.9) показывает, что гармонические составляющие, не прошедшие в порт 3, почти с одинаковыми амплитудами вплоть до частоты 8 ГГц попали в порты 2 и 4.

Рис. 7.9. Огибающие спектров импульсных сигналов на входе устройства (порт 1) и на портах 2 и 4



### 7.3. Анализ волн в связанных линиях

Анализ волн, распространяющихся в связанных полосковых линиях с неравными фазовыми скоростями синфазных и противофазных мод, рассмотрен в работах [7.4–7.8]. Исходными данными являются матрицы погонных емкостей  $C$  и индуктивностей  $L$ , определенные по работе [7.19]:

$$C = \begin{bmatrix} 298 & -272 \\ -272 & 298 \end{bmatrix} \times 10^{-12} \text{ Ф/м}, \quad L = \begin{bmatrix} 0,322 & 0,144 \\ 0,144 & 0,322 \end{bmatrix} \times 10^{-6} \text{ Гн/м}. \quad (7.1)$$

Рассмотрен отрезок связанных линий как восьмиполосник, на входной порт которого под номером 1 подается ЭДС  $EI(f)$  с амплитудным и фазовым спектральным составом входного импульса (рис. 7.4, 7.9, синий цвет). Используя известную связь напряжений и токов на входе и выходе связанных линий в терминах работы [7.7], находим абсолютные значения напряжений и токов в точках  $x=0$  и  $x=l$  (см. рис. 7.3) в виде матриц

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \text{ и } \begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix}, \quad (7.2)$$

где  $U(0)$ ,  $I(0)$  – напряжения и токи на входе устройства, а  $U(l)$ ,  $I(l)$  – напряжения и токи на выходе связанных линий.

Получена связь между амплитудами синфазных и противофазных мод падающих волн  $A_e$ ,  $A_o$  и отраженных волн  $D_e$ ,  $D_o$  в первой линии [7.7]

$$\begin{bmatrix} A_e \\ A_o \\ D_e \\ D_o \end{bmatrix} = [\mathbf{Am}]^{-1} \begin{bmatrix} U_1(0) \\ U_2(0) \\ I_1(0) \\ I_2(0) \end{bmatrix}, \quad (7.3)$$

где  $[\mathbf{Am}]$  – матрица нормированных амплитуд. Она определяется таким образом:

$$[\mathbf{Am}] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ k_e & k_o & k_e & k_o \\ Y1_e & Y1_o & -Y1_e & -Y1_o \\ Y2_e & Y2_o & -Y2_e & -Y2_o \end{bmatrix}. \quad (7.4)$$

Входящие в выражение коэффициенты матрицы  $[Am]$  вычисляются по работе [7.7]. На рис. 7.10 показаны зависимости амплитуд  $A_e, A_o, D_e, D_o$  от частоты гармонических составляющих воздействующего импульса.

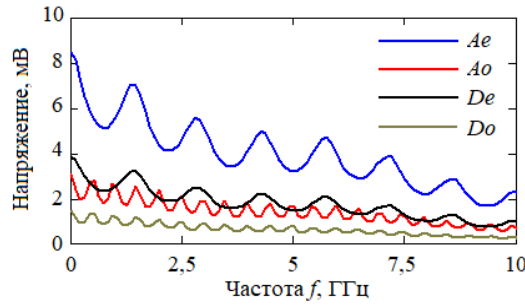


Рис. 7.10. Частотная зависимость амплитуд синфазных и противофазных составляющих волн в первой линии

Из рис. 7.10 видно, что в первой линии доминируют падающие составляющие синфазной и противофазной волны. Отраженные составляющие меньше по амплитуде, а период колебаний амплитуды синфазной составляющей в три раза меньше периода колебаний противофазной составляющей. Полученные значения  $A_e, A_o, D_e, D_o$  позволяют построить полную картину волн, распространяющихся в связанных полосковых линиях, и выявить особенности их интерференции в связи с существенным неравенством фазовых скоростей синфазных и противофазных составляющих. Запишем выражения для нахождения напряжений и токов в связанных полосковых линиях, являющиеся по существу решением системы телеграфных уравнений при известных граничных условиях на концах линий:

$$U1(x) = A_e \cdot \exp(-\gamma_e x) + A_o \cdot \exp(-\gamma_o x) + D_e \cdot \exp(\gamma_e x) + D_o \cdot \exp(\gamma_o x); \quad (7.5)$$

$$U2(x) = A_e k_e \exp(-\gamma_e x) + A_o k_o \exp(-\gamma_o x) + D_e k_e \exp(\gamma_e x) + D_o k_o \exp(\gamma_o x); \quad (7.6)$$

$$I1(x) = A_e Y1_e \exp(-\gamma_e x) + A_o Y1_o \exp(-\gamma_o x) - D_e Y1_e \exp(\gamma_e x) - D_o Y1_o \exp(\gamma_o x); \quad (7.7)$$

$$I2(x) = A_e Y2_e \exp(-\gamma_e x) + A_o Y2_o \exp(-\gamma_o x) - D_e Y2_e \exp(\gamma_e x) - D_o Y2_o \exp(\gamma_o x), \quad (7.8)$$

где  $\gamma_e, \gamma_o$  – коэффициенты распространения синфазной и противофазной

волн;  $k_e = \frac{\gamma_e^2 - \alpha_{1,1}}{\alpha_{1,2}}, k_o = \frac{\gamma_o^2 - \alpha_{1,1}}{\alpha_{1,2}}, Y1_e = \frac{Y_{1,1} + k_e Y_{1,2}}{\gamma_e}, Y2_e = \frac{Y_{1,2} + k_e Y_{2,2}}{\gamma_e},$

$Y1_o = \frac{Y_{1,1} + k_o Y_{1,2}}{\gamma_o}, Y2_o = \frac{Y_{1,2} + k_o Y_{2,2}}{\gamma_o}, \alpha_{1,1}, \alpha_{1,2}$  – элементы матрицы  $\alpha = ZY,$

где  $Z = R + i\omega L$  – матрица сопротивлений,  $Y = G + i\omega C$  – матрица проводимостей, записываются через  $R, L, G, C$  – матрицы погонных параметров соответственно активных сопротивлений, индуктивностей, проводимостей и емкостей.

Был проведен расчет отклика связанных линий на воздействие импульса на основе формул (7.2)–(7.8) и распространения волн по координате  $x,$  описываемого как результат интерференции синфазных и противофазных падающих и обратных волн выражениями (7.9). Отклик определялся в виде ряда Фурье

$$u(t) = \sum_{n=0}^M |U_n| \cos(2\pi nft + \varphi_n), \quad (7.9)$$

где  $f$  – частота основной гармоники воздействующего импульсного сигнала;  $|U_n|$ ,  $\varphi_n$  – модуль и фаза отклика на гармонике с номером  $n$  соответствующего порта.

На рис. 7.11 показаны результаты расчета зависимости напряжения в порту 2  $u_2(t)$  от времени, рассчитанные двумя способами при определении частотной зависимости токов и напряжений – на основе матричных соотношений (7.2) (синий цвет) и путем суперпозиции синфазных и противофазных оставляющих волн (7.4) (красный цвет).

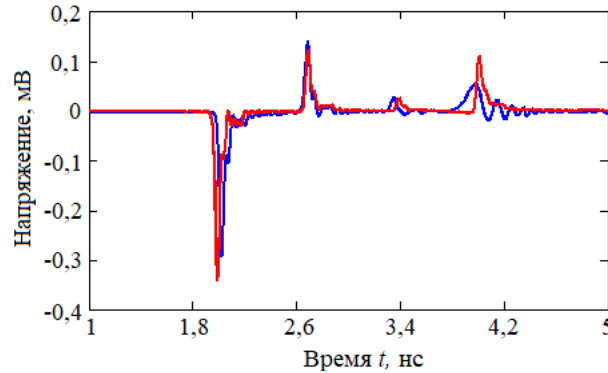
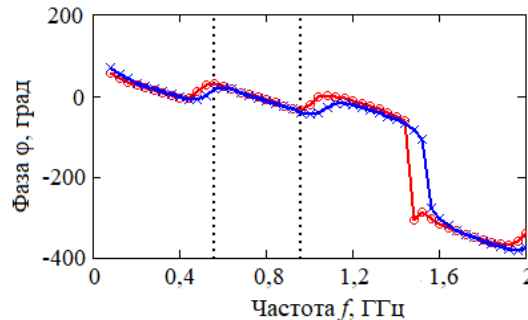


Рис. 7.11. Зависимость от времени напряжения в порту 2 при воздействии 40 пс импульса на порт 1

Из рис. 7.11 видно хорошее совпадение сигналов, рассчитанных различным способом. Это дает основание утверждать, что амплитуды синфазных и противофазных падающих и обратных волн определены корректно (формула (7.3), см. рис. 7.10). Неравенство фазовых скоростей синфазных и противофазных волн приводит к изменению как фазочастотных, так и амплитудно-частотных зависимостей сигналов в портах 2–4. Частотное разделение гармоник исходного сигнала было показано на рис. 7.10, 7.11. Вносимые фазочастотные искажения в исходный воздействующий сигнал в портах 2 и 4, расчетные и экспериментальные, показаны на рис. 7.12, 7.13.

Рис. 7.12. Частотная зависимость вносимого фазового сдвига в сигнал при передаче из порта 1 в порт 2: синий цвет – эксперимент, красный – расчет



Сравнение частотной зависимости вносимого фазового сдвига, показанного на рис. 7.12 и 7.13, показывает их существенное различие. Оно состоит в том, что фазовый сдвиг напряжения в порту 2 образуется в результате

интерференции волн с разными фазовыми скоростями, поэтому производная от фазы по частоте в окрестности границы полосы пропускания, выделенной пунктирными линиями, меняет знак. Это указывает на разное влияние обратных волн с разными фазовыми скоростями, несмотря на их маленькие амплитуды.

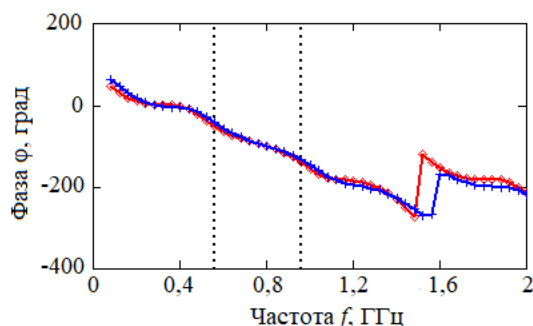


Рис. 7.13. Частотная зависимость вносимого фазового сдвига в сигнал при передаче из порта 1 в порт 4: синий цвет – эксперимент, красный – расчет

Фазочастотная характеристика при передаче сигнала в порт 4 приближается к виду, характерному для отрезка одиночной линии, так как при сложении волн доминируют падающие волны синфазной и противофазной мод в пропорции амплитуд примерно 2:1, а вклад обратных волн уменьшается к концу линии.

#### 7.4. Обсуждение результатов

Проведенные измерения и расчеты показали особенности распространения сверхширокополосного импульса в связанных полосковых структурах с сильной неуравновешенностью электромагнитной связи между линиями. Эксперимент показал, что короткий импульс с непрерывным спектром до 30 ГГц, подаваемый на порт 1, отражается от него с относительно небольшим (менее 0,2) коэффициентом отражения. При этом происходит разделение мощности гармонических составляющих импульсного сигнала между портами 2–4. Гармонические составляющие, не прошедшие в порт 3, попадают с примерно одинаковыми амплитудами в порты 2 и 4, являющиеся началом и концом второго полоскового проводника. Анализ фазовых соотношений гармонических составляющих в портах 2 и 4, поступивших с примерно одинаковым переходным ослаблением, показывает разницу фаз 90 град в диапазоне частот 0,62–0,83 ГГц с периодическим повторением в диапазоне 3,54–3,75 и т.д. и 180 град в диапазоне 1,04–1,14 и 4,06–4,16 ГГц. Отмеченные особенности распространения короткого импульса в связанных линиях состоят в сочетании свойства направленного деления мощности и одновременно направленной фильтрации гармонических составляющих сигнала по трем портам [7.20].

## **Заключение**

Таким образом, показана возможность распространения сверхширокополосных импульсов пикосекундного диапазона без существенной потери энергии на отражение от входа в отрезках связанных полосковых линий с отношением фазовых скоростей синфазных и противофазных волн 3:1. Экспериментально и в результате анализа установлено, что при этом происходит разделение спектральных составляющих импульса между портами. Сделан вывод о том, что интерференция синфазных и противофазных волн происходит по длине связанных линий с различной задержкой распространяющихся мод. В результате получается сочетание свойства направленного деления и частотной селекции (фильтрации), что может быть использовано при формировании сложных импульсных сигналов со спектральными составляющими на портах с равными амплитудами и ортогональными или противоположными по фазе. Полученные в настоящей статье результаты дополняют понимание эффекта расщепления коротких импульсов в модальных фильтрах на основе связанных многопроводных линий [7.13, 7.14].

**Литература к главе 7**

- 7.1. Jones E.M.T. Coupled strip transmission linefilters and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. Microw. Theory Tech. – Apr. 1956. – Vol. MTT-4. – P. 78–81.
- 7.2. Shigenori Hayashi. Surges on transmission systems. – 1955. – Denki-shoin, Inc. Kyoto, Japan.
- 7.3. Vlostovskiy E. Theory of coupled transmission lines // Telecommun. and Radio Engrg. – 1967. – Vol. 21. – P. 87–93.
- 7.4. Zysman G.I. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium / G.I. Zysman, A.K. Johnson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 17, No. 10. – P. 753–759.
- 7.5. Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium // International Journal of Electronics. – 1975. – Vol. 38, No. 3. – P. 337–347.
- 7.6. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. 23(9). – P. 734–739.
- 7.7. Malyutin N.D. Matrix parameters of non-identical coupled striplines with a non-homogeneous dielectric // Radio Eng. Electron. Phys. – 2018. – Vol. 21, Iss. 12. – P. 14–19.
- 7.8. Vorob'ev P.A. Analysis of the Characteristics of Coupled Strip Lines Using a Nonuniform Dielectric with Concentrated Controlled Discontinuities. / P.A. Vorob'ev, N.D. Malyutin // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika. – 2015. – Vol. 18, Iss. 2. – P. 97–99.
- 7.9. Cohn S.B. History of microwave passive components with particular attention to directional couplers / S.B. Cohn, R. Levy // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniqe. – 1984. – Vol. MTT-32, No. 9. – P. 1046–1054.
- 7.10. Matthaei G. Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures / G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones. – Norwood (MA): Artech House, 1985.
- 7.11. A Microwave Bandpass Filter on Dielectric Layers with Metal Grids / B.A. Belyaev, V.V. Tyurnev, A.S. Voloshin, R.G. Galeev // Technical Physics Letters. – 2018. – Vol. 201844(5). – P. 408–411. – DOI: 10.1134/S1063785018050152.
- 7.12. Novel High-Quality Compact Microstrip Resonator and its Application to Bandpass Filter / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, A.A. Leksikov, Y.F. Bal'va, A.A. Leksikov // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25(9), 7159088. – P. 579–581. DOI: 10.1109/LMWC.2015.2451363.
- 7.13. Belousov A.O. Simulation of the time response in multiconductor microstrip modal filters with separate accounting for losses in conductors and dielectrics / A.O. Belousov, T.R. Gazizov // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018 Proceedings. – March 2018. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/MWENT.2018.8337216.
- 7.14. Development of modal filter prototype for spacecraft busbar protection against ultrashort pulses / R.R. Khazhibekov, A.M. Zabolotsky, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 560(1). – P. 012145. – DOI: 10.1088/1757-899X/560/1/012145.
- 7.15. Sychev A.N. Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling / A.N. Sychev, S.M. Struchkov // TUSUR Reports. – 2014, No. 1 (31). – P. 39–50.
- 7.16. Пат. 2585884 RU, H01P 5/18 (2006.01). Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной платой / А.Н. Сычев, С.М. Стручков и др. (РФ). – № 2015108565/28; заявл. 11.03.2015; опубл. 10.06.2016, Бюл. № 16.

7.17. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov et al. // Proc. of the 45-th Eur. Microw. Conf., Sept. 2015, Paris, France, – P. 283–286. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345755.

7.18. Sychev A.N. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi // Proc. 25th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015). – Sept. 2015, Sevastopol, Russia. – P. 547–549.

7.19. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi, A.S. Salnikov // IEEE MTT-S Int. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). – May 2017, Sevilla, Spain. – P. 124–126.

7.20. Sychev A.N. Special aspects in interference of in-phase and anti-phase waves with unequal phase velocities in coupled lines under pulse impact (Conference Paper) (открытый доступ) / A.N. Sychev, N.D. Malyutin, E.I. Trenkal // Journal of Physics: Conference Series: 2nd International Scientific Conference on Applied Physics, Information Technologies and Engineering, APITECH–2020. – November 2020. – Vol. 1679, No. 2. – P. 25. – DOI: 10.1088/1742-6596/1679/2/022023.



## **8. ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ЗВЕНЬЯ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ТИПА**

### **Краткий обзор**

Невзаимность отражающих объектов для создания меток, имитаторов, калибровки и других целей может быть следствием изменения амплитудно-частотных или фазочастотных характеристик матрицы рассеяния  $S$  входящих в состав схемы (среды) элементов и устройств. Такие примеры приведены в обзоре в первой главе. Нами исследовались корректирующие звенья фильтров поглощающего типа (ФПТ), имеющие две особенности: низкий уровень возвратных потерь в полосе непрозрачности и характеристику группового времени запаздывания (ГВЗ), существенно отличающуюся от ГВЗ-фильтров, работа которых основана на отражении внеполосных частот. Смежная задача применения исследуемых ФПТ – обеспечение электромагнитной совместимости схем деления, каскадируемых устройств усиления и преобразования и т.д.

Проектирование полосно-пропускающих фильтров СВЧ традиционно основывается на применении резонаторов разных типов [8.1, 8.2]. Наиболее широкий класс резонаторов составляют полосковые резонаторы, между которыми существует электромагнитная связь [8.3–8.9]. Такие фильтры обеспечивают высокую избирательность за счет небольшого отражения падающей волны в полосе частот прозрачности и близкого к единице коэффициента отражения от входа вне полосы прозрачности.

В работах [8.10–8.15] показана возможность создания полосно-пропускающих фильтров с небольшим отражением падающих волн внеполосных частот при сохранении достаточно высокой избирательности. В статьях [8.14, 8.15] рассмотрены звенья фильтров с применением связанных полосковых линий с уравновешенной электромагнитной связью, нагруженных на шлейфы и резистивные элементы. Детально рассмотрены квазипоглощающие связанные линии с одним или двумя поглощающими шлейфами. Предложено несколько схем в виде каскадного соединения звеньев. Экспериментально измерены частотные зависимости группового времени запаздывания, имеющие вид седловины с минимумом ГВЗ в центре полосы пропускания.

Однако в этих и других публикациях недостаточно подробно рассмотрен вопрос о частотной зависимости группового времени запаздывания, что представляет определенную проблему при требованиях неискаженной передачи импульсных сигналов с ограниченным частотным спектром [8.16, 8.17].

В настоящей главе сообщается об исследовании частотной зависимости ГВЗ и других характеристик корректирующих звеньев полосно-пропускающих фильтров на основе связанных полосковых линий при изменении параметров, входящих в состав схемы квазисосредоточенных элементов. Была поставлена задача получения частотной зависимости ГВЗ с максимумом на цен-

тральной частоте полосы пропускания при приемлемом коэффициенте передачи в полосе пропускания и небольших, менее 10 дБ, возвратных потерях на отражение вне полосы прозрачности. При этом учитывается неравенство фазовых скоростей квази-Т-волн, распространяющихся в связанных полосковых линиях.

### 8.1. Моделирование корректирующих звеньев ППФ на связанных линиях

В звеньях использовались связанные полосковые линии (СПЛ), показанные на рис. 8.1, 8.2. Этот тип СПЛ является модификацией конструкции связанных линий с вертикально расположенной подложкой [8.18, 8.19]. Конструкция состоит из вертикально расположенной подложки 1, на которую нанесены тонкие полоски 2 из металла (меди), горизонтально расположенные проводники 3 нанесены на подложку 4, с обратной стороны которой расположено заземляемое основание 5 с зазором 6, параллельным подложке 2. Замечательной особенностью конструкции (см. рис. 8.1) является возможность изменять фазовые скорости волн, возбуждаемых в связанных полосках в широких пределах. Это свойство показано М. Nakajima, I. Awai, Y. Fukuoka в работе [8.18], а также А.Н. Сычевым, С.М. Стручковым в публикации [8.19].

В качестве базовой структуры взяты связанные линии (см. рис. 8.1, 8.2) со следующими физико-геометрическими параметрами:  $w_1 = 0,5$ ;  $w_2 = 2,8$ ;  $h_1 = 0,5$ ;  $h_2 = 1,5$ ;  $h_3 = 0,5$ ;  $h_4 = 8$ ;  $a = 15$ ;  $d = 0$ ; длина отрезка линий  $l = 78$  (все размеры в мм);  $\epsilon_1 = \epsilon_4 = 1$ ;  $\epsilon_2 = 6,15$ ;  $\epsilon_3 = 3,38$ .

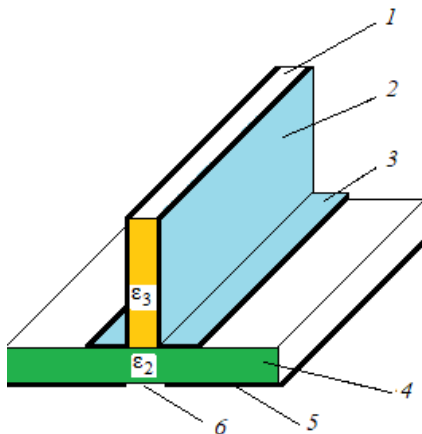


Рис. 8.1. Конструкция связанных полосковых линий, расположенных на двух диэлектрических подложках с относительными диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_2$  и  $\epsilon_3$  ( $\epsilon_1 = 1$  – проницаемость воздуха)

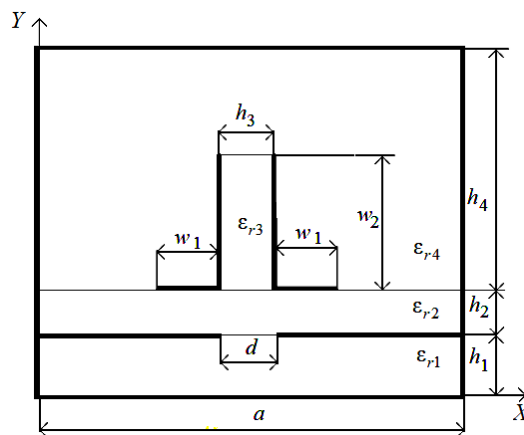


Рис. 8.2. Размеры поперечного сечения связанных полосковых линий, используемые при расчете первичных параметров

Результаты расчета эквипотенциальных линий при синфазном и противофазном возбуждении связанных линий показаны на рис. 8.3.

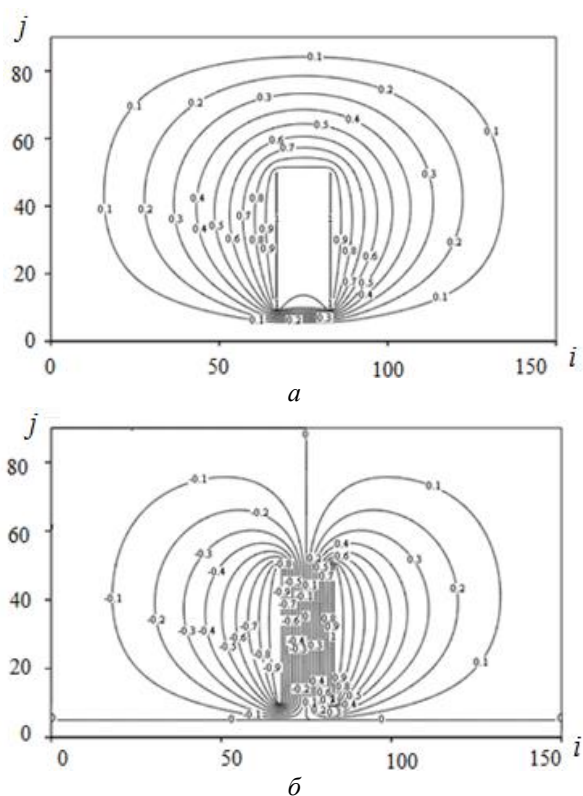


Рис 8.3. Эквипотенциальные линии при синфазном (четном) (а); противофазном (нечетном) (б) возбуждении связанных линий (потенциалы на полосках (+1, +1) В и (-1, +1) В)

Расчёт первичных погонных параметров методом сеток [8.20] дал следующие матрицы емкостей (8.1) и индуктивностей (8.2)

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 183,0 & -123,4 \\ -123,4 & 183,0 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}, \quad (8.1)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,3817 & 0,2557 \\ 0,2557 & 0,3817 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}. \quad (8.2)$$

Коэффициенты емкостной и индуктивной связи

$$k_C = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11} \cdot C_{22}}} = 0,674, \quad k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} = 0,670..$$

Матрица передачи  $\mathbf{a}$  связанных полосковых линий определялась по работе [8.21]

$$\mathbf{a}_i = \mathbf{Am}_i \times \begin{pmatrix} e^{\gamma_{ei} \cdot l} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{\gamma_{oi} \cdot l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma_{ei} \cdot l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\gamma_{oi} \cdot l} \end{pmatrix} \times (\mathbf{Am}_i)^{-1}, \quad (8.3)$$

где  $\mathbf{Am}_i$  – матрица нормированных амплитуд [8.21];  $\gamma_{ei}$ ,  $\gamma_{oi}$  – коэффициенты распространения синфазной (индекс «e») и противофазной (индекс «o») волн;  $i$  – индекс текущей частоты анализа  $f_i = \omega_i/2\pi$ , синхронизированной с частотой векторного анализатора цепей, использованного при экспериментальных измерениях. Вторичные параметры в виде матрицы сопротивлений и проводимостей связанных линий, в общем случае комплексные, рассчитывались по известным формулам (8.4), (8.5) [8.22–8.24]:

$$Z_i = R \cdot \left[ \omega_i / (2 \cdot \pi \cdot 10^9) \right]^{3/2} + j \cdot \omega_i \cdot L, \quad (8.4)$$

$$Y_i = G + j \cdot \omega(i) \cdot C. \quad (8.5)$$

При определении коэффициентов распространения  $\gamma_{ei}$ ,  $\gamma_{oi}$  через собственные значения матрицы  $\mathbf{a}_i = \mathbf{Z}_i \cdot \mathbf{Y}_i$  с помощью стандартной процедуры вычисления собственных значений  $\mathbf{a}_i$  результат не всегда удовлетворяет условиям физического смысла. При уточнении определения этих коэффициентов, исходя из физических особенностей конструкции полосковых линий установлено, что если эффективные диэлектрические проницаемости синфазного и противофазного возмущения соотносятся как  $\epsilon_{\text{eff}e} > \epsilon_{\text{eff}o}$  и  $k_C < k_L$ , тогда в формуле (8.6) при определении  $\gamma_{ei}$ ,  $\gamma_{oi}$  берутся знаки «+» и «-» соответственно для  $\gamma_e$ ,  $\gamma_o$ , а при обратных неравенствах, т.е.  $\epsilon_{\text{eff}e} < \epsilon_{\text{eff}o}$  и  $k_C > k_L$ , ставятся знаки «-» и «+»

$$\gamma_{e,o} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(\alpha_{0,0} + \alpha_{1,1}) \pm \sqrt{(\alpha_{0,0} - \alpha_{1,1})^2 + 4\alpha_{0,1} \cdot \alpha_{1,0}}} \quad (8.6)$$

(индекс «i» опущен).

Матрица нормированных амплитуд находится из (8.7)

$$\mathbf{Am}_i = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ ke_i & ko_i & ke_i & ko_i \\ Y1e_i & Y1o_i & (-Y1e)_i & (-Y1o)_i \\ Y2e_i & Y2o_i & (-Y2e)_i & (-Y2o)_i \end{bmatrix}, \quad (8.7)$$

где  $ke_i = \frac{(\gamma_{ei})^2 - (\alpha_i)_{0,0}}{(\alpha_i)_{0,1}}$ ,  $ko_i = \frac{(\gamma_{oi})^2 - (\alpha_i)_{0,0}}{(\alpha_i)_{0,1}}$  – коэффициенты, характеризующие отношения амплитуд в связанных линиях;  $Y1e_i = \frac{(Y_i)_{0,0} + ke_i \cdot (Y_i)_{0,1}}{\gamma_{ei}}$ ,

$$Y_{2e_i} = \frac{(Y_i)_{0,1} + k_{e_i} \cdot (Y_i)_{1,1}}{\gamma_{e_i}}, \quad Y_{1o_i} = \frac{(Y_i)_{0,0} + k_{o_i} \cdot (Y_i)_{0,1}}{\gamma_{o_i}}, \quad Y_{2o_i} = \frac{(Y_i)_{0,1} + k_{o_i} \cdot (Y_i)_{1,1}}{\gamma_{o_i}}$$

проводимости 1-й и 2-й линий для синфазной (индекс «e») и противофазной (индекс «o») волн, распространяющихся в связанных линиях.

Эквивалентная схема корректирующего звена показана на рис. 8.4, она содержит отрезок связанных линий, соединительные линии и полосно-запирающий фильтр на сосредоточенных элементах  $R1$ ,  $C0$ ,  $L0$ . Длина соединительных линий  $l_{10}=7$  мм,  $l_{20}=12$  мм, волновые сопротивления 50 Ом. Параметры элементов полосно-запирающих фильтров  $R1=78,5$  Ом,  $L0=43$  нГн,  $C0:=4,7$  пФ.

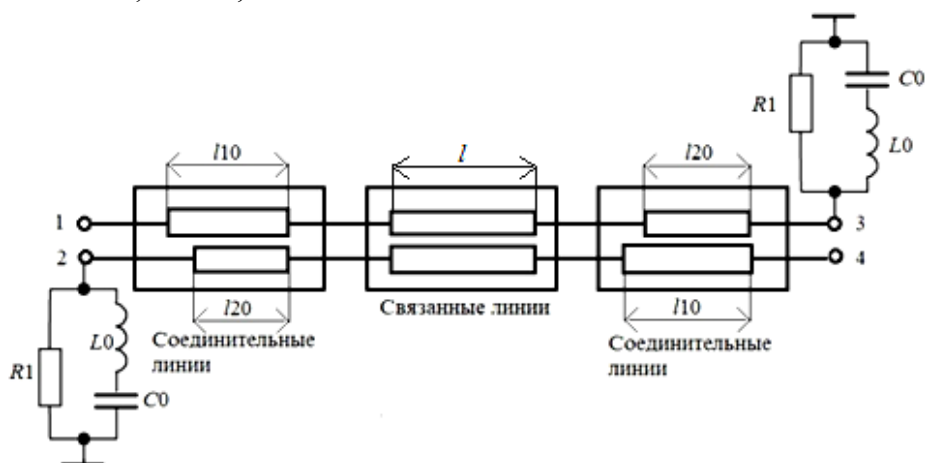


Рис. 8.4. Эквивалентная схема корректирующего звена

Внешний вид исследованного корректирующего звена (3D-модель) показан на рис. 8.5.

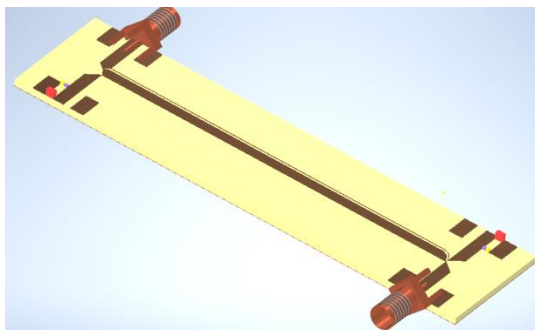


Рис 8.5. Внешний вид корректирующего звена

Для анализа передаточных характеристик всех возможных режимов работы устройства определялась его матрица передачи  $\mathbf{a}\Sigma_i$  как восьмиполусника (рис. 8.6):

$$\mathbf{a}\Sigma_i = \mathbf{a}\mathbf{1}_i \times \mathbf{a}_i \times \mathbf{a}\mathbf{2}_i. \quad (8.8)$$

В (8.8)  $\mathbf{a1}_i$ ,  $\mathbf{a2}_i$  – матрицы передачи соединительных линий. Варьирование сопротивлений нагрузок  $z_1, z_2, z_3, z_4$  позволяет при переходе от  $\mathbf{a}\Sigma_i$  к матрице рассеяния устанавливать зависимость частотных характеристик корректирующих звеньев от всех параметров, входящих в состав схемы элементов.

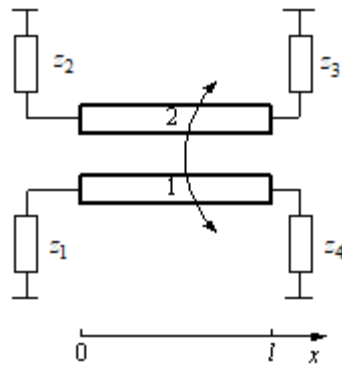


Рис. 8.6. Корректирующее звено как восьмиполосник, нагруженный на сопротивления  $z_1, z_2, z_3, z_4$

Расчет частотных характеристик устройства проводился при таких нагрузках

$$z_1 = z_4 = 50 \text{ Ом},$$

$$z_{2i} = z_{3i} = \left[ Rl^{-1} + (ZL_i + ZC_i)^{-1} \right]^{-1},$$

$$ZL_i = j \cdot \omega_i \cdot L0, \quad ZC_i = \frac{1}{j \cdot \omega_i \cdot C0}.$$

## 8.2. Результаты расчета и эксперимента

Рассчитывалась матрица коэффициентов рассеяния  $S$  при указанных выше условиях. Измерения проводились на векторном анализаторе цепей P426 производства ООО «НПФ «Микран». На рис. 8.7 показана расчетная и экспериментальная частотная зависимость коэффициента передачи  $|S_{41}|$ .

Рисунок 8.8 иллюстрирует расчетную и экспериментальную частотную характеристику  $\arg(S_{41})$ , рис. 8.9 – групповое время запаздывания  $\tau_{гр}$  корректирующего звена, а рис. 8.10 – зависимость возвратных потерь  $|S_{11}|$ .

Анализ частотных зависимостей  $|S_{41}|$ ,  $\arg(S_{41})$ ,  $\tau_{гр}$ ,  $|S_{11}|$  (см. рис. 8.7–8.10) показывает, что корректирующее звено сохраняет частотно-селективные свойства (см. рис. 8.7) с определенно выраженной характеристикой  $|S_{41}|$  полосно-пропускающего фильтра, но при этом возвратные потери  $|S_{11}|$  (см. рис. 8.10) вне полосы пропускания имеют вид частотной зависимости, не характерной для ППФ.

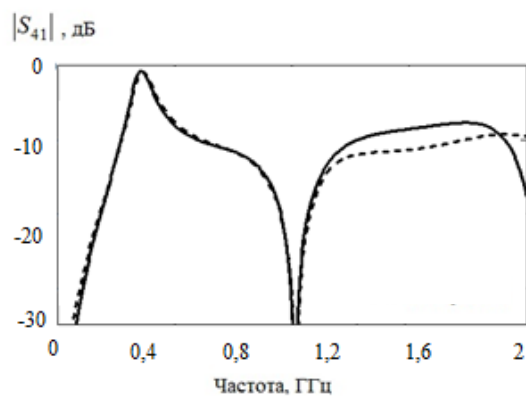


Рис. 8.7. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость коэффициента передачи  $|S_{41}|$  корректирующего звена: — — расчет; - - - эксперимент

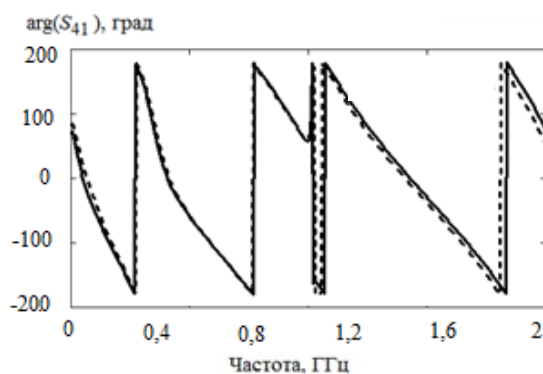


Рис. 8.8. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость  $\arg(S_{41})$  корректирующего звена: — — расчет; - - - эксперимент

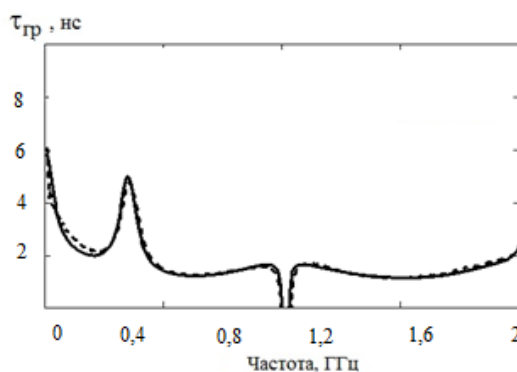


Рис. 8.9. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость  $\tau_{gp}$  корректирующего звена: — — расчет; - - - эксперимент

Фазочастотная характеристика в полосе пропускания звена имеет участок максимальной крутизны (см. рис. 8.9), что приводит к максимуму груп-

пового времени запаздывания (см. рис. 8.9) на частоте 0,36 ГГц. Вариация характеристического сопротивления полосно-запирающего фильтра  $Z_c = \sqrt{L_0/C_0}$  на сосредоточенных элементах показала, что максимум  $\tau_{гр}$  возрастает с ростом  $Z_c$ . Эта зависимость показана на рис. 8.11 для диапазона изменения  $Z_c$  от 50 до 150 Ом.

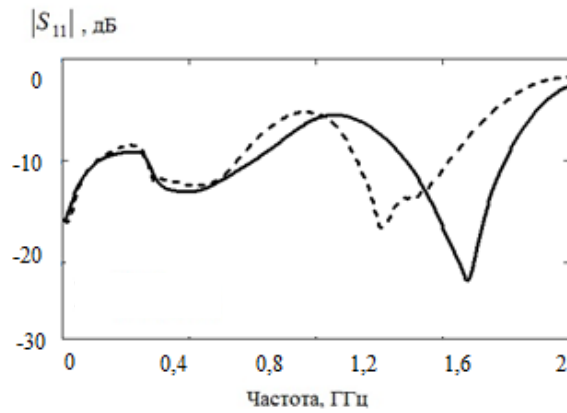


Рис. 8.10. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость возвратных потерь  $|S_{11}|$  корректирующего звена: — расчет; - - - эксперимент

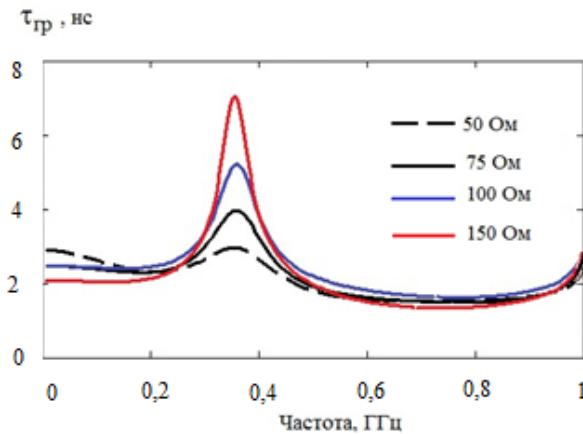


Рис. 8.11. Зависимость перепада  $\tau_{гр}$  от характеристического сопротивления полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах

Рассматриваемая схема корректирующего звена допускает подстройку центральной частоты полосы пропускания путем изменения резонансной частоты полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах. На рис. 8.12 показаны расчетные зависимости коэффициента передачи  $|S_{41}|$  при изменении частоты настройки полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах от 0,28 до 0,50 ГГц. Одновременно с изменением  $|S_{41}|$



происходит изменение частотной зависимости  $\tau_{гр}$ , что иллюстрирует рис. 8.13. Перестройка частоты резонанса проводилась путём умножения  $L0$  и  $C0$  на коэффициент  $k=0,7; 1,0; 1,3$ .

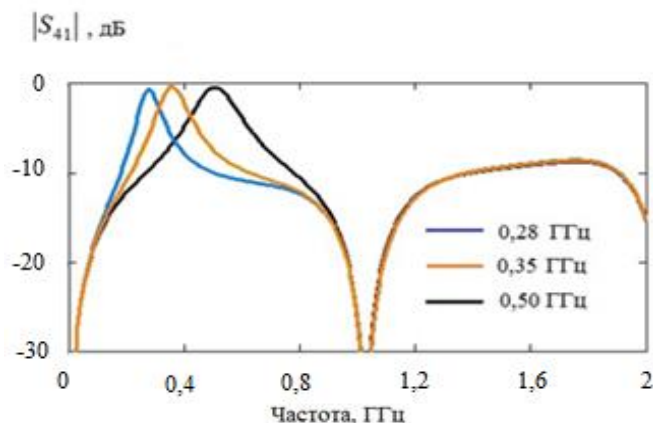


Рис. 8.12. Расчетная частотная зависимость коэффициента передачи  $|S_{41}|$  при изменении частоты настройки полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах

Зависимость  $|S_{41}|$  и  $\tau_{гр}$  от частоты настройки полосно-запирающего фильтра указывает на возможность каскадирования корректирующих звеньев для расширения полосы рабочих частот или получения специальных частотных характеристик.

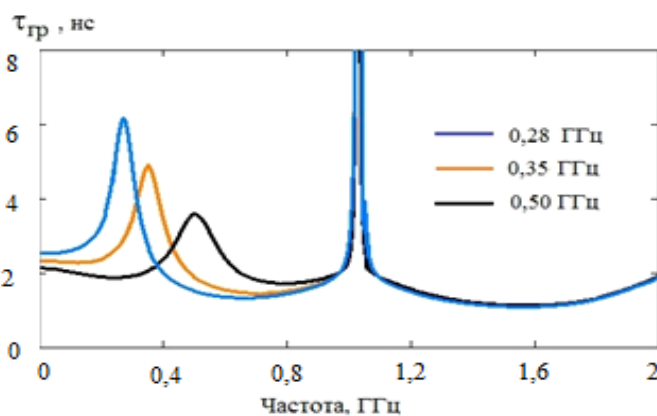


Рис. 8.13. Зависимость перепада  $\tau_{гр}$  от частоты полосно-запирающего фильтра на сосредоточенных элементах

## Выводы

Таким образом, проведенные расчеты и экспериментальные исследования показали возможность построения корректирующих звеньев полосно-

пропускающих фильтров на связанных линиях, имеющих максимум частотной зависимости группового времени запаздывания на центральной частоте пропускания с перепадом до 4 нс. Звенья имеют характеристики низкодобротных полосно-пропускающих фильтров поглощающего типа с возвратными потерями менее 10 дБ в полосе пропускания и в полосе заграждения и минимальные вносимые потери в полосе пропускания. Корректирующие звенья могут использоваться в комбинации с традиционными полосно-пропускающими фильтрами отражающего типа для сглаживания частотной зависимости группового времени запаздывания и уменьшения отражений в полосе заграждения. Представляется, что применение рассмотренных схем целесообразно в межкаскадной развязке усиливающих каскадов, чувствительных к рассогласованию, в том числе в составе компонент для метасред.

## Литература к главе 8

- 8.1. Matthaei G. Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures / G. Matthaei., L. Young, E.M.T. Jones. – Norwood (MA): Artech Hous, 1985.
- 8.2. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Связь. – 1971. – 352 с.
- 8.3. Беляев Б.А. Исследование частотно зависимых коэффициентов связи микрополосковых резонаторов / Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев / Препринт № 695 Ф. ИФ СО АН СССР, 1991. – 43 с.
- 8.4. Аристархов Г.М. Эквивалентное модовое представление микрополосковых фильтров на основе многопроводных линий с неравными фазовыми скоростями / Г.М. Аристархов, В.П. Чернышев // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 30, № 12. – С. 2289–2297.
- 8.5. Belyaev B.A. A Highly Selective Stripline Lowpass Filter with More Than 100-dB Wide Stopband Attenuation // Technical Physics Letters. – 2020. – Vol. 46, No. 4. – P. 364–367. – DOI:10.1134/S1063785020040173.
- 8.6. Aristarkhov G.M. High-Selectivity single- and dual-resonator microstrip filters / G.M. Aristarkhov, N.V. Zvezdinov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2017. – Vol. 6, No. 8. – P. 916–920.
- 8.7. Yoon K. Compact size of an interdigital band pass filter with flexible bandwidth and low insertion loss using a folded spiral and stepped impedance resonant structure / K. Yoon, K. Kim // Electronics (Switzerland). – 2021. – Vol. 10 (16).
- 8.8. Tripathi S. Multi-mode resonator based concurrent triple-band band pass filter with six transmission zeros for defence intelligent transportation systems application / S. Tripathi, B. Mohapatra, P. Tiwari, V.S. Tripathi // Defence Science Journal. – 2021. – Vol. 71(3). – P. 403–409.
- 8.9. Belyaev B.A. Investigation of 3D ultra-wideband bandpass filter model based on microstrip multimode resonators / B.A. Belyaev, S.A. Khodenkov, N.A. Shepeta, A.M. Popov // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – P.1745(1).
- 8.10. Maljutin N.D. Circuits of combined Absorptive Filters / N.D. Maljutin, A.G. Loschilov, A.A. Ladur // 2008 CriMiCo – 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. – 2008. – P. 489–490.
- 8.11. Morgan M.A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter / M.A. Morgan, T.A. Boyd // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2011. – Vol. 59, No. 5. – P. 1214–1221.
- 8.12. Morgan M.A. Reflectionless filter topologies supporting arbitrary low-pass ladder prototypes / M.A. Morgan, W.M. Groves, T.A. Boyd // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers. – Feb. 2019. – Vol. 66, No. 2. – P. 594–604.
- 8.13. Morgan M.A. Reflectionless filter structures / M.A. Morgan, T.A. Boyd // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2015. – Vol. 63, No. 4. – P. 1263–1271.
- 8.14. Xiaohu W. High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled – Line Bandpass Filters / W. Xiaohu, L. Xiaoguang, L. Yingsong // TechRxiv. Preprint. – 2020.
- 8.15. Xiaohu W. Quasi-Reflectionless Microstrip Bandpass Filters with Improved Passband Flatness and Out-of-band Rejection / W. Xiaohu, L. Xiaoguang, L. Yingsong // TechRxiv. Preprint. – 2020.
- 8.16. Котельников В.А. Сигналы с минимальной энергией вредного спектра // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 7. – С. 773–780.

8.17. Malyutin N.D. Optimization of frequency dependence of group time delay at the transmitting paths of the radar by the application of equalizers / N.D. Malyutin, A.N. Gusev, M.E. Rovkin, V.N. Fedorov, A.N. Malyutina // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – 2018. – P. 1–4.

8.18. Nakajima M. A Directional Coupler of a Vertically Installed Planar Circuit Structure / M. Nakajima, I. Awai, Y. Fukuoka // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – No. 36 (6). – P. 1057–1063.

8.19. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov // Proc. of the 45-th Eur. Microw. Conf. – Sept. 2015. – P. 283–286.

8.20. Fusco V.F. Microwave circuits. Analysis and Computer-aided Design // Prentice-Hall International. – 1990. – P. 87–129.

8.21. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.

8.22. Zysman G.I. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium / G.I. Zysman, A.K. Johnson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 17, No. 10. – P. 753–759.

8.23. Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium // International Journal of Electronics. – 1975. – Vol. 38, No. 3. – P. 337–347.

8.24. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. – Vol. 23, No. 9. – P. 734–739.

## 9. ЗВЕНЬЯ ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ С ГЕТЕРОГЕННЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ СО СПЕЦИАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

### 9.1. Краткий обзор

Связанные полосковые линии с гетерогенным поперечным сечением применительно к решению задач проектирования устройств и сред, обладающих свойством невзаимного обратного рассеяния, в принципе позволяют строить элементы для изменения поляризации, частоты и фазы отраженных сигналов. В настоящей главе проведены расчет и экспериментальные исследования нескольких секций связанных линий с различным отношением фазовых скоростей. Показано, что при существенной разнице фазовых скоростей в схемах секций, одна из полосок которых не нагружена и находится под плавающим наведенным потенциалом, возникают резонансные колебания. При этом в зависимости от отношения фазовых скоростей наблюдаются полосы пропускания секций разной ширины и кратности наряду с полосами заграждения, не характерными для известных традиционных решений в разработке звеньев фильтров.

Частотно-селективные устройства (фильтры) играют важную роль в системах беспроводной связи и других системах. Классический подход к применению фильтров заключается в том, чтобы передаваемые или принимаемые сигналы в определенном диапазоне частот с заданной избирательностью выделялись с низкими потерями в полосе частот или, наоборот, ослаблялись [9.1–9.3].

Проектирование микрополосковых фильтров ведется на основе синтеза частотно-селективной цепи, состоящей из сосредоточенных индуктивностей и емкостей. После получения необходимых параметров прототипа осуществляется переход к топологии фильтра. Создание топологии основывается на выборе известных звеньев фильтров и создании их новых разновидностей. Наиболее известные и употребимые звенья фильтров на связанных полосковых и коаксиальных линиях показаны на рис. 9.1 [9.3], а типичная топология полосно-пропускающего фильтра и его частотные характеристики на основе таких звеньев – на рис. 9.2, 9.3 [9.4].

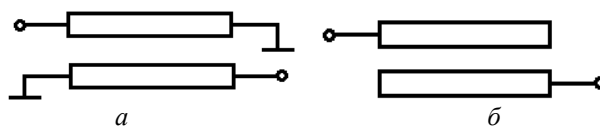


Рис. 9.1. Звенья фильтра [9.3]

В ряде работ [9.5–9.15] описаны наиболее распространенные звенья частотно-селективных фильтров на связанных полосковых линиях. Особое зна-

чение приобрели звенья на основе двухпроводных резонаторов на подвешенной подложке [9.7]. Были исследованы два вида резонаторов, подходящих для проектирования компактных фильтров (рис. 9.4). На рис. 9.5 показаны его частотные характеристики.

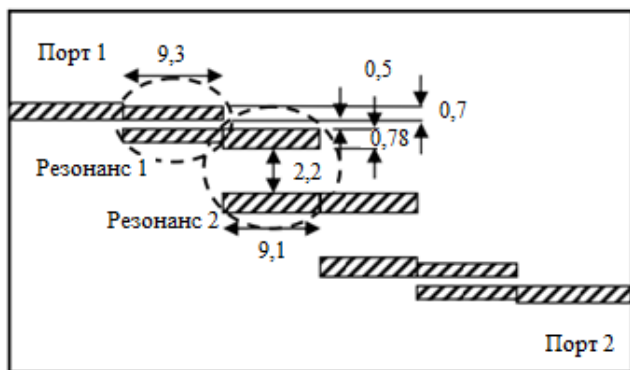


Рис. 9.2. Схема полосового фильтра [9.4]

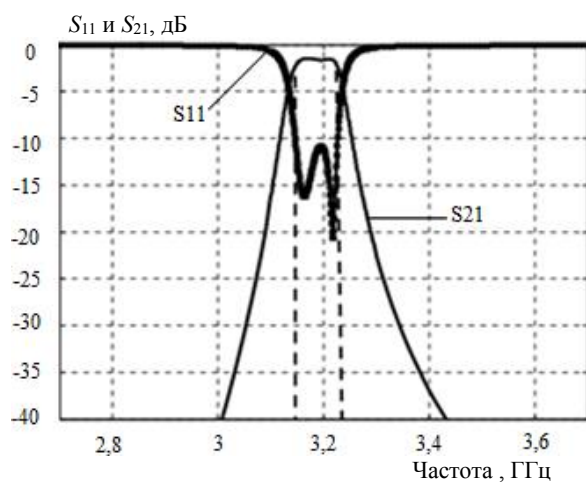


Рис. 9.3. Частотные характеристики фильтра [9.4]

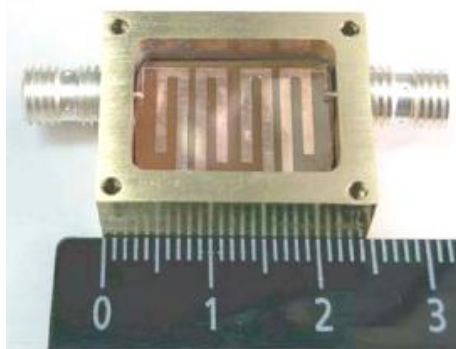


Рис. 9.4. Фотография фильтра [9.7]

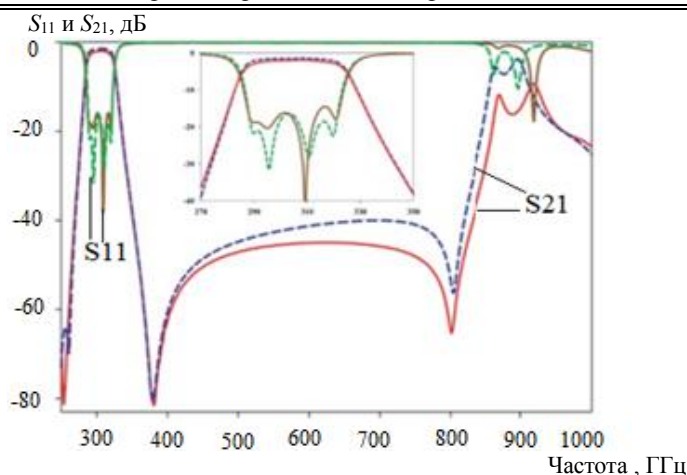


Рис. 9.5. Смоделированные (синяя и зеленая пунктирные кривые) и измеренные (красная и коричневая сплошные кривые) частотные характеристики фильтра [9.7]

Развитием идеи двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке стала трехпроводниковая конструкция резонатора [9.13], показанная на рис. 9.6. В этой конструкции применяются две диэлектрические подложки, укладываемые в металлическом корпусе на уступы, которые находятся на требуемом расстоянии от верхней и нижней крышек. Характеристики такого фильтра показаны на рис. 9.7.

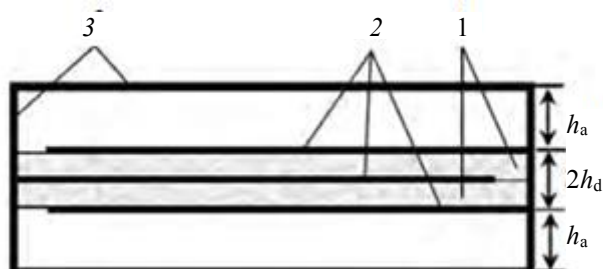


Рис. 9.6. Продольное сечение трехпроводникового полоскового резонатора: диэлектрик (1), полосковые проводники (2), металлический корпус-экран (3) [9.13]

Приведенные примеры частотно-селективных устройств позволяют выделять необходимую полосу частот, что характерно для решения задач связи, радиолокации. При работе с импульсными сигналами в присутствии импульсных помех возникают задачи более сложные. Одна из них сформулирована и решена Н.Л. Ландау, Н.О. Поллак и В.А. Котельниковым [9.16–9.18]: формирование (обработка) сигналов с минимальной энергией вредного спектра [9.17] или формирование импульсов с наименьшей энергией в спектре за пределами заданной полосы [9.18]. Применительно к формулировке и решению задач защиты от коротких импульсов (например, от электростатического разряда) создаются так называемые модальные фильтры [9.19–9.23].

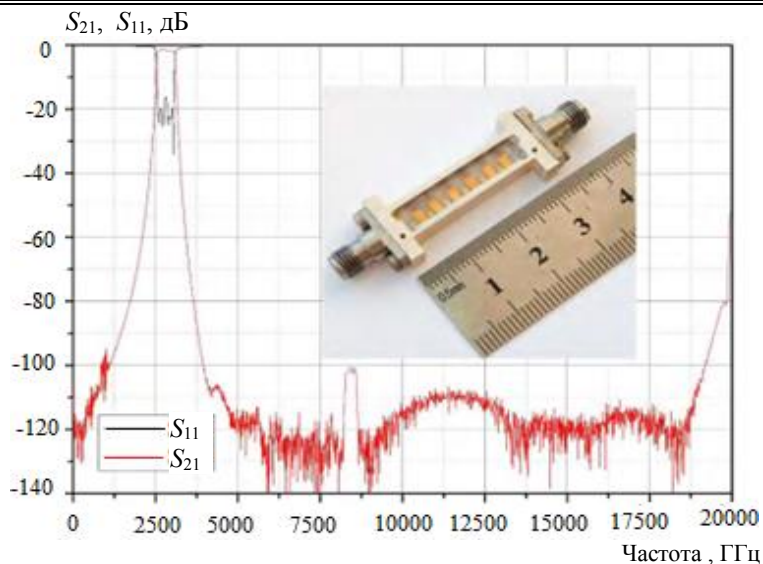


Рис. 9.7. Отражение (выделено) и коэффициент передачи (закрашено) фильтра [9.13]

В работе [9.18] рассмотрены импульсы, имеющие в спектре за пределами заданной полосы частот теоретически возможную наименьшую энергию. Импульсы, имеющие вид, изображенный на рис. 9.8 и состоящие из полезной части на участке  $a, b$ , используемой для анализа сигнала при приеме, и «хвостов»,  $a' - a$  и  $b' - b$ .

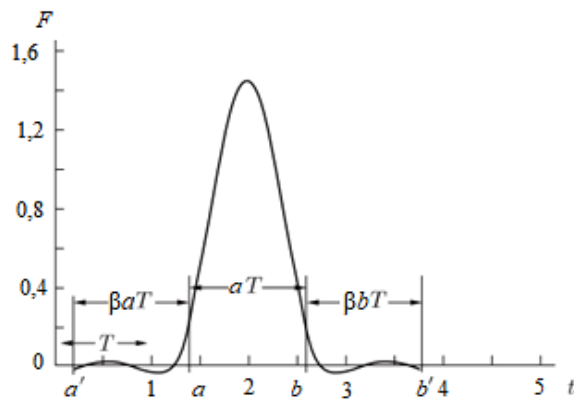


Рис. 9.8. Оптимальный импульс с параметрами  $\alpha = \beta a = \beta b = 1,2$  [9.18]

Если эти хвосты достаточно малы, то на них могут быть наложены другие импульсы без сильного искажения. Таким образом, они не будут отнимать на себя время, но могут иногда существенно улучшить спектр. На рис. 9.8 приведен пример оптимального импульса при  $\alpha = \beta a = \beta b = 1,2$ , а на рис. 9.9 – его спектр. Как видим из рис. 9.9, чтобы сформировать импульс с наименьшей энергией в спектре за пределами заданной полосы, необходимо получить минимум три узкие полосы заграждения.



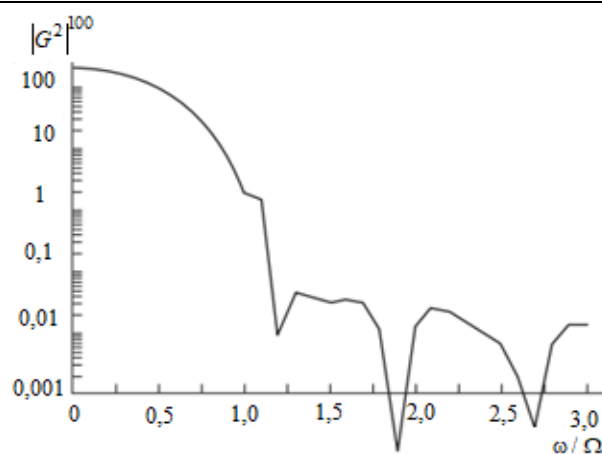


Рис. 9.9. Спектр оптимального импульса с параметрами  $\alpha = \beta a = \beta b = 1, 2$  [9.18]

## 9.2. Постановка задачи

В перечисленных и многих других работах в качестве основных характеристик фильтров рассматриваются частотные зависимости вносимого затухания и возвратных потерь в полосе пропускания. При этом используется каскадное включение резонаторов для увеличения избирательности относительно требуемой средней частоты. В этом случае применение традиционных решений в виде каскадно включенных звеньев для получения частотной характеристики, показанной на рис. 9.9, нецелесообразно. Целесообразно использовать одно звено с дополнительными полюсами затухания, возникающими при распространении в связанных линиях нормальных волн с разными фазовыми скоростями [9.25]. Возникновение резонансов в секциях на основе связанных линий с отличающимися фазовыми скоростями нормальных (синфазных и противофазных) волн было показано в работах [9.26, 9.27]. Одна из возможных схем такой секции представлена на рис. 9.10.



Рис. 9.10. Схема секций на связанных полосковых линиях

Условие возникновения полюсов затухания в показанной секции состоит в неравенстве фазовых скоростей синфазной волны  $v_c = c/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}c}}$  и противофазной волны  $v_\pi = c/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}\pi}}$ , где  $c$  – скорость света,  $\epsilon_{\text{eff}c}$ ,  $\epsilon_{\text{eff}\pi}$  – эффективные диэлектрические проницаемости синфазной и противофазной мод [9.26–9.29]. Заметим, что неравенство  $v_c \neq v_\pi$  может обеспечиваться разными способами, среди которых самый распространенный – выполнение диэлектрического заполнения неоднородным в поперечном сечении полосковой структуры [9.26].

Другой способ реализуется через неравенство физической длины отрезков связанных линий, например, одна из которых выполняется в виде меандра, а другая представляет собой сплошную полосу, перекрывающую меандр.

Практическое применение СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением стимулировало поиск и создание новых разновидностей конструкций связанных линий. Цели создания таких конструкций были подчас диаметрально противоположны. Так, для построения направленных ответвителей авторы публикаций стремились сблизить фазовые скорости синфазных и противофазных волн. Это позволяло избежать интерференцию волн в связанных линиях, которая сопровождается резонансными явлениями и снижает развязку [9.30–9.32].

Другое направление состоит в поиске оптимальной степени неравенства  $v_c$  и  $v_\pi$  для решения задач улучшения частотно-селективных характеристик устройств на основе СЛ [9.33, 9.34], создании устройств защиты аппаратуры от коротких импульсов с помощью модальных фильтров [9.35, 9.36] и транснаправленных ответвителей [9.37–9.40]. Во всех перечисленных работах находится фиксированное отношение фазовых скоростей  $v_c/v_\pi$  по задаваемым значениям относительных диэлектрических проницаемостей подложек и размерам СПЛ, но не исследуется влияние отношения  $v_c/v_\pi$  на изменение частотных характеристик устройств.

Метод синтеза связанных линий с заданным отношением  $v_c/v_\pi$  был дан в гл. 6, в которой предлагается материалы с требуемыми параметрами изготавливать с помощью аддитивных технологий многокомпонентной печати разными диэлектриками с заранее заданным процентным содержанием составляющих [9.41].

Цель настоящей главы состоит в анализе влияния  $v_c/v_\pi$  на особенности интерференции синфазных и противофазных волн в секциях СПЛ с топологией по рис. 9.10 и выявлении их дополнительных функциональных возможностей в качестве звеньев при решении задачи построения частотно-селективных устройств со специальными частотными характеристиками. По данной теме за основу была взята работа [9.42].

### 9.3. Частотные характеристики – вырождение всепропускающих свойств

Известно [9.24], что секции связанных линий со схемой их включения, показанной на рис. 9.10, являются всепропускающими при условии уравновешенной электромагнитной связи.

С использованием материалов гл. 6 было проведено определение размеров поперечного сечения и соотношения диэлектрических проницаемостей подложек конструкции связанных линий, содержащих горизонтальную и вертикальную подложку (см. рис. 6.1). Синтез конструкции с отношением  $v_c/v_\pi = 1,0$  проведен в результате трех итераций. При первой итерации были

взяты  $\varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 2,68$ ,  $w_2 = 3$ . В результате применения соотношений для решения обратной задачи отыскания  $\varepsilon_2$ ,  $\varepsilon_3$  пришли к выводу о том, что относительные диэлектрические проницаемости должны удовлетворять неравенству  $\varepsilon_2 > \varepsilon_3$ , и условие выравнивания  $v_c$  и  $v_\pi$  выполняется, если  $\varepsilon_2/\varepsilon_3 = 4,738/2,289$ . Далее выбраны  $\varepsilon_2$  и  $\varepsilon_3$  и при реализации второй итерации  $\varepsilon_2 = 5,0$ ,  $\varepsilon_3 = 2,4$ , но потребовалась и третья итерация. В результате достигается отношение  $v_c/v_\pi = 1,004$  при  $\varepsilon_{\text{eff } c} = 2,35$ ,  $\varepsilon_{\text{eff } \pi} = 2,37$ , а первичные параметры в виде матриц емкостей и индуктивностей получаются следующими:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 117,6 & -65,18 \\ -65,18 & 117,6 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3212 & 0,1771 \\ 0,1771 & 0,3212 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}.$$

Расчет частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния конструкции, характеризующейся  $v_c/v_\pi = 1,004$ , подтвердил отсутствие глубоких резонансов (рис. 9.11). Из приведенного рисунка видна периодичность небольшого роста вносимого затухания  $S_{31}$  при колебаниях входного сопротивления, обнаруживаемого через увеличение возвратных потерь  $S_{11}$ . При этом фазочастотная характеристика близка к линейной. Расчет частотных характеристик выполнялся по работам [9.28–9.29], которые давали идентичные результаты.

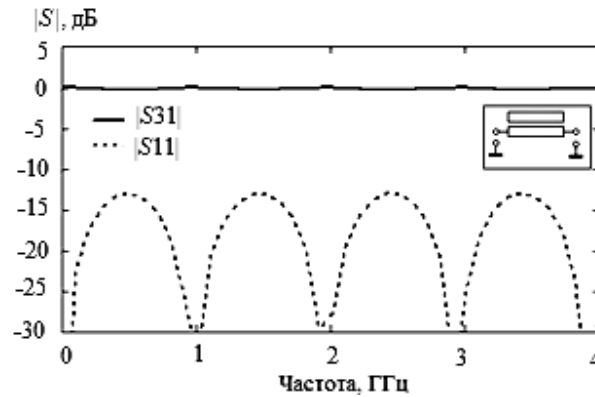


Рис. 9.11. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента передачи секции (см. рис. 9.10) при  $v_c/v_\pi = 1,004$

Далее показано, что при неравенстве фазовых скоростей синфазных и противофазных волн даже при одинаковых линиях в секциях наблюдаются резонансные колебания, приводящие к потерям и отражениям в диапазоне частот с наблюдаемой различной периодичностью полос пропускания и отражения.

Синтезированы связанные линии параметром  $v_c/v_\pi = 0,8$ , имеющие первичные параметры в виде матриц емкостей и индуктивностей:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 177,50 & -61,47 \\ -61,47 & 177,50 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3498 & 0,1839 \\ 0,1839 & 0,3498 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}.$$

Расчетные частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния  $S_{11}$  и  $S_{31}$  отрезка таких связанных линий длиной  $l = 0,1$  м показаны на рис. 9.12.

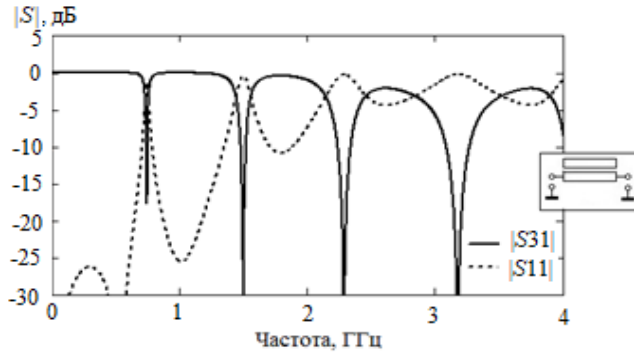


Рис. 9.12. Расчетные частотные зависимости коэффициента передачи секции (см. рис. 9.10) при  $v_c/v_\pi = 0,8$

Мы видим в полосе частот до 4 ГГц наличие резонансов, повторяющихся от первого до второго резонанса через 764 МГц, а от третьего до четвертого – уже через 884 МГц. Нарушение периодичности вызвано особенностями интерференции синфазных и противофазных волн, изученных в работе [9.25]. В рассматриваемом случае отношение фазовых скоростей  $v_c/v_\pi = 0,8$  обуславливает отмеченную повторяемость резонансов. При кратном отношении  $v_c/v_\pi$  возможна не только «разбежка» резонансов, но и слияние полос пропускания. Это будет показано далее на примере секции с  $v_c/v_\pi > 2$ .

Частотные характеристики связанных линий, синтезированных с параметром  $v_c/v_\pi = 1,711$ , рассчитаны и экспериментально измерены в частотном диапазоне до 8 ГГц. Линии имели длину  $l = 0,48$  м, погонные емкости  $C_{11} = C_{22} = 135,7$ ;  $C_{12} = C_{21} = 106,6$  пФ/м, погонные индуктивности  $L_{11} = L_{22} = 0,3064$ ;  $L_{12} = L_{21} = 0,1470$  мкГн/м. Расчетные и экспериментальные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния показаны на рис. 9.13–9.15.

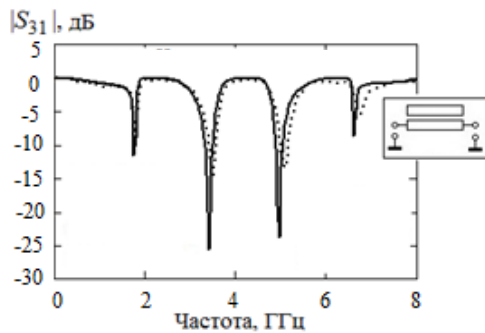


Рис. 9.13. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента передачи секции связанных линий при  $v_c/v_\pi = 1,711$ : — — измерения; - - - расчет

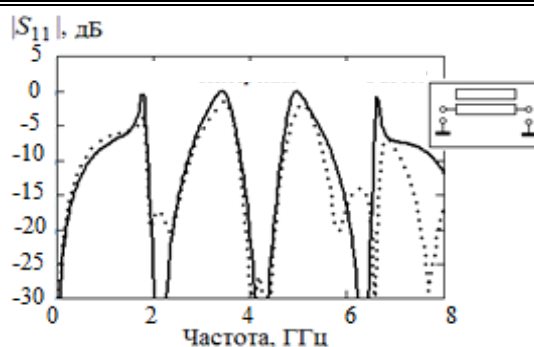


Рис. 9.14. Частотная зависимость расчетных и экспериментальных возвратных потерь секции связанных линий при  $v_c/v_\pi = 1,711$ : — измерения; - - - расчет

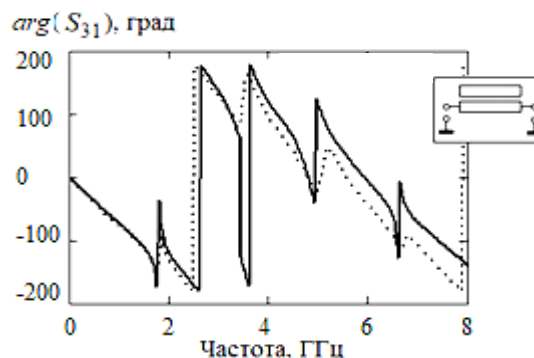


Рис. 9.15. Частотная зависимость расчетного и экспериментального вносимого фазового сдвига секции связанных линий при  $v_c/v_\pi = 1,711$ : — измерения; - - - расчет

Из приведенных зависимостей видно достаточно хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных. Изменение отношения  $v_c/v_\pi$  привело к существенному изменению частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния, но при этом основное свойство возникновения периодически повторяющихся резонансов по-прежнему ярко выражено.

Теоретически и экспериментально исследована секция связанных линий, характеризующаяся отношением  $v_c/v_\pi \geq 2,894$ . Линии имели длину  $l = 0,1$  м, погонные ёмкости  $C_{11} = C_{22} = 298,0$ ,  $C_{12} = C_{21} = 272,0$ , пФ/м, погонные индуктивности  $L_{11} = L_{22} = 0,322$ ,  $L_{12} = L_{21} = 0,144$ , мкГн/м. Частотные характеристики показаны на рис. 9.16–9.18. Мы наблюдаем чередование узких и широких полос пропускания. Последние образованы, по всей видимости, за счет исчезновения резонансных колебаний на частотах 1,5199 и 3,0399 ГГц при сложении составляющих волн с близкими, но инвертируемыми фазами с +0 на -0. На рис. 9.17 наблюдается необычная зависимость возвратных потерь от частоты, не характерная для связанных линий с небольшой разницей фазовых скоростей нормальных волн.

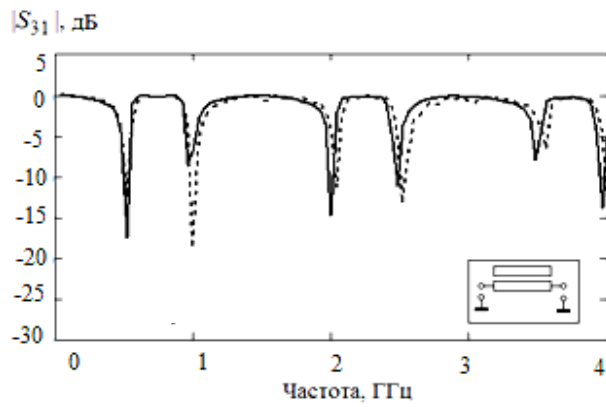


Рис. 9.16. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента передачи секции при  $\nu_c/\nu_\pi = 2,894$ : — расчет; - - - измерения

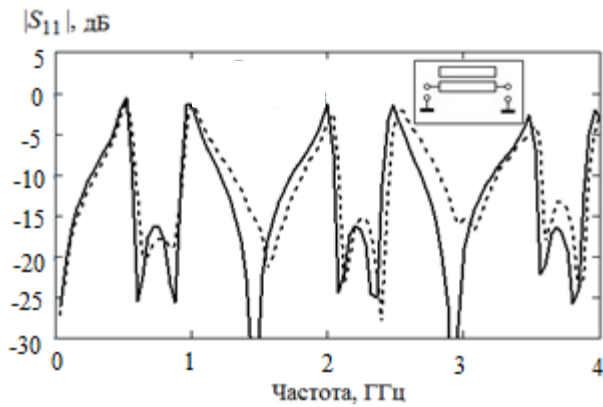


Рис. 9.17. Частотная зависимость расчетных и экспериментальных возвратных потерь секции связанных линий при  $\nu_c/\nu_\pi = 2,894$ : — расчет; - - - измерения

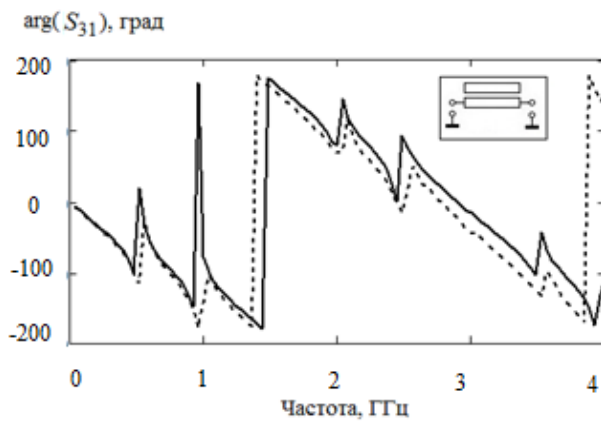


Рис. 9.18. Частотная зависимость расчетного и экспериментального вносимого фазового сдвига секции при  $\nu_c/\nu_\pi = 2,894$ : — расчет; - - - измерения

#### 9.4. Обсуждение результатов

Предложенный анализ погонных параметров связанных полосковых линий дает дополнительные инструменты для синтеза конструкций по критерию достижения заданного отношения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн  $v_c/v_\pi$ . Показанное вырождение всепропускающих свойств рассмотренных секций связанных линий при  $v_c/v_\pi \neq 1$  может использоваться в разных целях. Так, при  $v_c/v_\pi > 2$  секции применимы для частотной селекции с выделением нескольких полос пропускания с шириной  $\Delta f$ ,  $2\Delta f$ , отделяемых узкими полосами заграждения. Секции на основе связанных линий с  $v_c/v_\pi \neq 1$  можно использовать в качестве звеньев частотно-селективных фильтров для коррекции крутизны  $S_{31}(f)$  на границах полосы пропускания и создания дополнительных полюсов затухания при формировании импульсов с наименьшей энергией в спектре за пределами заданной полосы.

## Литература к главе 9

- 9.1. Matthaei G. Microwave filters, impedance matching networks and coupling stratus / G. Matthaei, L. Young, E. Jones. – Craw-Hill book Company, 1964.
- 9.2. Young L. The quarter-wave transformer prototype circuit // IRE Trans. – 1962. – Vol. MTT-10, № 5.
- 9.3. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
- 9.4. Alaydrus M. Designing microstrip bandpass filter at 3.2 GHz // Electrical Engineering and Informatics. – 2010. – Vol. 2, No. 2. – P. 71–83.
- 9.5. Chi C.-H. A compact wideband 180 hybrid ring coupler using a novel interdigital CPS inverter / C.-H. Chi, C.Y. Chang // European Microwave Conference. – 2007. – P. 548–551.
- 9.6. Chen T.-A. Parallel-coupled filters using stepped-impedance coupled lines // 2016 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). – 2016. – P. 1–3.
- 9.7. Leksikov A.A. Miniaturized Suspended-substrate Two-conductors Resonator and a Filter on Its Base / A.A. Leksikov, A.M. Serzhantov, I.V. Govorun, A.O. Afonin, A.V. Ugryumov, A.A. Leksikov // Progress in Electromagnetics Research M. – 2019. – Vol. 84. – P. 127–135.
- 9.8. Belyaev B.A. Multilayered Multiconductor Stripline Resonator and Its Application to Bandpass Filter With Wide Stopband / B.A. Belyaev, Y.F. Bal'va, A.M. Serzhantov, A.A. Leksikov // Microwave and Optical Technology Letters. – 2017. – Vol. 59, No. 9. – P. 2212–2216.
- 9.9. Belyaev B.A. Planar bandpass filter with 100-dB suppression up to tenfold passband frequency // Progress In Electromagnetics Research C. – 2014. – Vol. 48. – P. 37–48.
- 9.10. Belyaev B.A. et al. Stripline bandpass filter with wide stopband and rejection level up to 100 dB // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55, No. 12. – P. 2866–2869.
- 9.11. Belyaev B.A. 327 Novel High-Quality Compact Microstrip Resonator and its Application to Bandpass Filter / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, A.A. Leksikov, Y.F. Bal'va // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25, No. 9. – P. 579–581
- 9.12. Беляев Б.А. Установка для изготовления рисунков металлических полосок СВЧ-устройств / Б.А. Беляев, А.В. Казаков, А.А. Лексиков, И.Я. Макиевский // ПТЭ. – 1998. – № 1. – С. 167–168.
- 9.13. Беляев Б.А. Новая конструкция миниатюрного микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков, Р.Г. Галеев // Письма в журнал технической физики. – 2014. – Т. 40, № 22. – С. 52–60.
- 9.14. Belyaev B. High-quality Compact Interdigital Microstrip Resonator and Its Application to Bandpass Filter / B. Belyaev, Y. Bal'va, A. Serzhantov, A. Leksikov // Progress in Electromagnetics Research C. – 2017. – Vol. 72. – P. 91–103.
- 9.15. Leksikov A.A. A Method of Stopband Widening in BPF Based on Two-conductor Suspended-substrate Resonators / A.A. Leksikov, A.M. Serzhantov, I.V. Govorun, A.O. Afonin, A.V. Ugryumov, A.A. Leksikov // Progress in Electromagnetics Research Letters. – 2018. – Vol. 72. – P. 11–16.
- 9.16. Landau H.J., Pollak H.O. Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty-III: The Dimension of the Space of Essentially Time- and Band-Limited Signals // Bell System Techn. J. – 1961. – Vol. 40, No. 1. – 65 p.



- 9.17. Котельников В.А. Сигналы с минимальной энергией вредного спектра // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 7. – С. 773–780.
- 9.18. Котельников В.А. Импульсы с наименьшей энергией в спектре за пределами заданной полосы // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 4. – С. 436–441.
- 9.19. Sagiyeu I.Y. Modal Filters Based on a Microstrip Line with Overhead Conductors Grounded at Both Ends / I.Y. Sagiyeu, T.R. Gazizov, Z.M. Kenzhegulova, R.S. Surovtsev // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM. – 2021. – P. 176–179.
- 9.20. Zhechev Y.S. Quasi-static analysis of a two-conductor modal filter with a thin passive conductor / Y.S. Zhechev, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – Vol. 1862 (1) – P. 012016.
- 9.21. Сагиева И.Е. Модальные фильтры на основе микрополосковой линии с заземлёнными проводниками сверху / И.Е. Сагиева, Т.Р. Газизов // IEEE XXII Междунар. конф. молодых специалистов в области электронных приборов и материалов (EDM–2021): Дайджесты, Ая, Алтайский край, 30 июня – 04 июля 2021 г. – Новосибирск: Новосиб. гос. техн. ун-т, 2021. – С. 182–187.
- 9.22. Chernikova E. Multivariate Analysis of Multiconductor Transmission Lines for Triple Modal Reservation / E. Chernikova, A. Belousov, A. Zabolotsky // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM. – 2021. – P. 158–162.
- 9.23. Белоусов А.О. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3(37). – С. 124–128.
- 9.24. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmissionline filters and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1956. – Vol. MTT-4. – P. 75–81.
- 9.25. Sychev A.N., Malyutin N.D., Trenkal E.I., Malyutin G.A. Special aspects in interference of in-phase and anti-phase waves with unequal phase velocities in coupled lines under pulse impact // Journal of Physics: Conference Series. – 25 November 2020. – Vol. 1679, Iss. 2. – DOI: 10.1088/1742-6596/1679/2/022023.
- 9.26. Zysman G.I., Jonson A.K. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans, on MTT. – 1969. – Vol. MTT-17, No. 10. – P. 753–759.
- 9.27. Малютин Н.Д., Воробьев П.А. Анализ характеристик связанных полосковых линий на неоднородном диэлектрике с сосредоточенными регулируемые неоднородностями // Изв. высш. учеб. завед. Радиоэлектроника. – 1975. – Т. 18, № 2. – С. 97–99.
- 9.28. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. – Vol. 23, No. 9. – P. 734–739.
- 9.29. Vorob'ev P.A. Quasi-T-Waves in Devices Using Coupled Strip Lines with Unbalanced Electromagnetic Coupling / P.A. Vorob'ev, N.D. Malyutin, V.N. Federov // Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). – 1982. – Vol. 27, No. 9. – P. 38–44.
- 9.30. March S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip // In Microwave Symposium Digest. – 1982 I.E. MTT-S International. – 1982. – P. 410–412.
- 9.31. Sheleg B. Broad-band directional couplers using microstrip with dielectric overlays / B. Sheleg, B.E. Spielman // IEEE Trans. Microw. Theory. Tech. – 1974. – Vol. 22, No. 12. – P. 1216–1220.

9.32. Hammad A.M. Weakly coupled directional coupler with simultaneous wide bandwidth and high directivity / A.M. Hammad, M. AyazZakir, H.M. Cheema // *Microw Opt Technol Lett.* – 2019. – P. 1–4.

9.33. Belyaev B. Investigation of microstrip high-pass filters based on multimode resonator / B. Belyaev, S. Khodenkov, G. Nazarov, S. Natalia, D. Panin // *Proceedings – 2019. Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology.* – 2019. – P. 383–386.

9.34. Belyaev B.A. A highly selective bandpass filter based on suspended substrate resonators with a two-sided stripline pattern / B.A. Belyaev, Y.F. Bal'va, A.A. Leksikov, E.O. Grushevskii, A.M. Serzhantov // *Technical Physics Letters.* – 2019. – Vol. 45, No. 5. – P. 485–488.

9.35. Belousov O. Simulation of the time response in multiconductor microstrip modal filters with separate accounting for losses in conductors and dielectrics / O. Belousov, T.R. Gazizov // *Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT–2018.* – Proceedings. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–5.

9.36. Samoylichenko M.A. Electrical Characteristics of a Modal Filter with a Passive Conductor in the Reference Plane Cutout / M.A. Samoylichenko, Yev.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.* – 2021. – Vol. 63, No. 2.

9.37. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov // *Proc. of the 45-th Eur. Microw. Conf., Sept.* – 2015. – P. 283–286.

9.38. Sychev A.N. Transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi // *Proc. 25th Int. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2015).* – Sevastopol, 2015. – P. 547–549.

9.39. Konishi Y. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka, M. Nakajima // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 1988. – P. 1057–1063.

9.40. Konishi Y. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka, M. Nakajima // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 1988. – P. 1057–1063.

9.41. Смирнов А. Разработка и исследование керамополимерного филемента для 3D-печати методом послойного наплавления / А. Смирнов, П.А. Подрабинник, Е.В. Кузнецова, Р.С. Хмыров, Н.Н. Бабушкин // *Перспективные технологии и материалы: матер. междунар. науч.-практ. конф.* – Севастополь, 2021. – С. 228–232.

9.42. Ахраров Н.М. Условия вырождения всепропускающих свойств секции на связанных полосковых линиях с неравными фазовыми скоростями // *Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР.* – 2021. – С. 171–174.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

Итак, было показано, что в научной и научно-технической литературе возрос интерес к проблеме исследования невзаимных эффектов обратного рассеяния и применению информации о комплексной матрице обратного рассеяния в радиолокации, связи, IoT и других высокотехнологичных сферах. Приведенные результаты, конечно, пока не позволяют делать далеко идущие прогнозы в затронутой области. На взгляд авторов, наиболее важны для применения при проведении радиофизических исследований обсужденные определения матрицы обратного рассеяния для пространственно-модулируемых систем, описанные схемы и конструкции стендов для измерений. Возможно, предложенные определения дискуссионны, но надо учитывать, что они появились в стремлении предложить варианты последних исходя из практической необходимости фиксировать в упорядоченном виде получаемые экспериментальные данные. В процессе работы над книгой были сформулированы и решались новые задачи, к числу которых относятся исследования обратного рассеяния от оптических кристаллов, обладающих сегнетоэлектрическими и пьезоэлектрическими свойствами, а также исследования копланарных полосковых линий передачи, взаимодействующих с объемными образцами ниобата лития в сверхширокой полосе СВЧ. Отмечены также необходимость и возможность управления соотношением фазовых скоростей нормальных волн в связанных полосковых структурах путем решения обратной задачи определения относительных диэлектрических проницаемостей гетерогенных в поперечном сечении полосковых структур. Предложено технологическое решение для получения синтезируемых диэлектрических проницаемостей на основе аддитивных методов печати подложек.

Авторы выражают надежду на развитие и применение на практике полученных результатов читателями настоящего издания, большая часть которых была опубликована в статьях и докладах. С изданием книги появляется возможность ознакомиться с состоянием рассмотренных вопросов в более системном виде.



*Научное издание*

*Лоцилов Антон Геннадьевич*  
*Малютин Николай Дмитриевич*  
*Семенов Эдуард Валерьевич*  
*Сычев Александр Николаевич*  
*Суторихин Владимир Анатольевич*  
*Тренкаль Евгений Игоревич*  
*Поздняков Владислав Сергеевич*  
**Чинь То Тхань**  
*Арутюнян Артуш Арсенович*  
*Ахраров Наиль Максutowич*  
*Малютин Георгий Александрович*

**НЕВЗАИМНОЕ ОБРАТНОЕ РАССЕЙНИЕ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН:  
ОБЗОР МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ,  
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ТЕХНИКА ОБНАРУЖЕНИЯ,  
ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ**

Верстка – В.М. Бочкаревой  
Корректор – В.Г. Лихачева

---

Издательство «В-Спектр»  
Подписано к печати 25.12.2021.  
Формат 70×100 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Печать трафаретная.  
Печ. л. 9,75. Тираж 100 экз. Заказ 24.

---

Тираж отпечатан ИП Бочкаревой В.М.  
ИНН 701701817754  
634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24, тел. 8-905-089-92-40  
E-mail: bvm@sibmail.com

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники.  
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 53-30-18.