

АО «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение»

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Омский государственный технический университет»

ОБМЕН ОПЫТОМ В ОБЛАСТИ СОЗДАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Материалы

VIII Всероссийской научно-технической конференции

(Омск, 11 августа 2020 года)

Омск
Издательство ОмГТУ
2020

УДК 621.396.6(08)

ББК 32я43

О-19

Программный комитет:

А. Н. Ивашкин, генеральный директор АО «ЦКБА»;

С. Д. Сиберт, первый заместитель генерального директора –
заместитель генерального директора по НИОКР и инновациям АО «ЦКБА»
(ответственный за выпуск);

Н. С. Фирсова, заместитель генерального директора
по безопасности и персоналу АО «ЦКБА»;

П. И. Коротков, начальник научно-инновационного отдела АО «ЦКБА»;

А. В. Косых, д-р техн. наук, профессор, заведующий
кафедрой «Радиотехнические устройства и системы диагностики» ОмГТУ;

В. А. Березовский, генеральный директор АО «ОНИИП»

Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем : материалы VIII Всерос. науч.-техн. конф. (Омск, 11 авг. 2020 г.) / АО «КТРВ», АО «ЦКБА», ОмГТУ ; [отв. за вып. С. Д. Сиберт]. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2020. – 252 с. : ил.

ISBN 978-5-8149-3074-3

Представлены материалы исследований по направлениям: радиотехнические системы, сверхширокополосные СВЧ-устройства, конструирование и технологии.

Издание будет интересно для инженеров-разработчиков, занимающихся проблемой сверхширокополосных РЭС.

УДК 621.396.6(08)

ББК 32я43

**ДОСТИЖИМАЯ ПОЛОСА ВХОДНЫХ ЧАСТОТ ПРИЕМНИКА ОПЕРАТИВНОГО
ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ**

**ACHIEVABLE INPUT BANDWIDTH OF THE INSTANTANEOUS FREQUENCY
MEASUREMENT RECEIVER WITH PRELIMINARY FREQUENCY MULTIPLICATION**

С.Ф. Аткишкин

АО «НИИ «ЭКРАН», Самара, Россия

S. F. Atkishkin

JSC «RI «EKARAN», Samara, Russia

Аннотация – В статье приводится оценка достижимой полосы частот приемника оперативного измерения частоты с предварительным умножением частоты. На основе анализа достижимых параметров описанных в публикациях усилителей, умножителей частоты, делителей СВЧ мощности, сумматоров СВЧ мощности сделан вывод о том, что полоса частот ограничивается характеристиками линий задержки. На основе анализа характеристик умножителей частоты сделаны выводы по построению широкополосных схем умножения частоты для измерителя частоты. Полученные в статье результаты могут найти применение в области радиоэлектронной разведки, измерительной технике.

Ключевые слова – оперативное измерение частоты, полоса частот, умножение частоты, делитель мощности, линия задержки.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-3-11

I. Введение

Оперативное распознавание типа излучающего электромагнитное поле объекта и углового направления на него имеет первостепенное значение в задачах радиоэлектронной разведки и защиты [1]. Задача распознавания типа излучающего объекта и некоторые методы определения углового направления на источник излучения [2] требуют знания частоты несущих колебаний с погрешностью до единиц МГц [3, 4]. При этом к бортовым средствам измерения частоты предъявляются жесткие требования по габаритам и массе в широкой полосе частот, простирающейся до 40 ГГц [5, 6], где сосредоточена основная доля радиолокационных станций (РЛС) военного назначения [1, 7]. Погрешность в измерителях частоты интерференционного типа на линиях задержки может быть уменьшена увеличением времени задержки сигнала [8], что негативно сказывается на габаритных размерах устройства. Другим способом снижения погрешности является предварительное умножение частоты входного сигнала в известное число раз [9]. При этом спектр частот на выходе умножителя расширяется, что ужесточает требования к полосе пропускания линий задержки, детекторов, делителей/сумматоров СВЧ мощности.

II. Постановка задачи

Для оценки перспективности предложенного способа [9] при требованиях по входной полосе частот [5, 6] и с учетом явления расширения спектра при умножении частоты представляется целесообразным оценка достижимой входной полосы приемника оперативного измерения частоты с предварительным умножением частоты.

III. Теория

Структурная схема приемника оперативного измерения частоты (ОИЧ) с предварительным умножением частоты представлена на рис.1. Принцип действия устройства основан на сравнении фазы задержанного и незадержанного в линии задержки сигнала. Для увеличения разности фаз сигналов применяется предварительное умножение частоты сигнала в известное число раз. Подробное описание принципа действия можно найти в [9]. Для снижения влияния неравномерности и нестабильности АЧХ элементов СВЧ тракта [10] в устройстве применен принцип двухканальности [11] – введены дополнительные измерительные каналы (дополнительные каналы образованы элементами 1-3, 5,12 и 1-2, 4, 6,14).

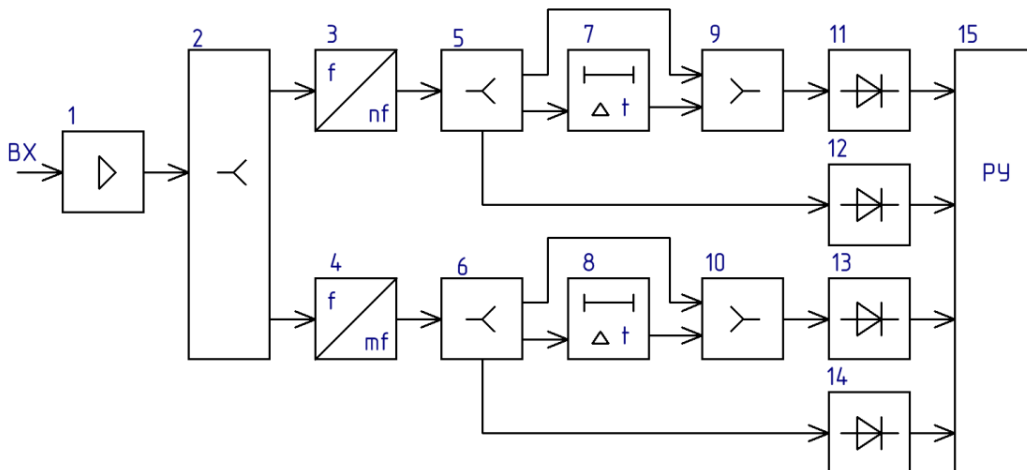


Рис. 1. Структурная схема приемника оперативного измерения частоты (ОИЧ) с предварительным умножением частоты:
1 – усилитель; 2, 5, 6 – делитель СВЧ мощности;
3, 4 – умножитель частоты; 7, 8 – линия задержки; 9, 10 – сумматор СВЧ мощности; 11, 12, 13, 14 – детекторы; 15 – решающее устройство

Полоса рабочих частот измерителя будет ограничиваться наименьшей полосой составляющих его функциональных устройств. С этой целью необходимо рассмотреть достижимые рабочие полосы усилителей, делителей/сумматоров СВЧ мощности, умножителей частоты, линий задержки.

Усилители

Наиболее широкой полосой рабочих частот обладают усилители, построенные по схеме с распределённым усилением. Параметры некоторых распределенных усилителей приведены в табл. 1.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

№	Диапазон входных частот, ГГц	Кoeff. усиления, дБ	P1dB, дБ/мВт	OIP3, дБ	Тип, технология, активный элемент	Исполнение	Источник
1	0.1...59	8	13.3	-	SOI CMOS, распределенный, FET	MMIC, 0.3 мм ²	[12]
2	1.5...88	16	15	27.5	InP, распределенный, каскод, HBT	1.2x0.7мм	[13]
3	4...86	7.8	10	15.5	SOICMOS, распределенный, каскод, FET	1.46x0.72 мм	[14]
4	0...65	22	10	-	CMOS, распределенный, FET	0.93 мм ²	[15]

Умножители частоты

Представленные в публикациях умножители частоты можно разделить на два класса: балансные [16] и небалансные [17]. Принцип действия обоих классов схож и заключается в смещении активного элемента в режим, при котором на выходе максимальна амплитуда гармонических составляющих. Различие заключается в способе подавления нежелательных сигналов высших гармоник и основной частоты. В небалансных умножителях на входе устройства включается резонатор, настроенный на частоту гармоники [17], а на выходе – резонатор, настроенный на частоту основного сигнала [17]. В балансных умножителях подавление основного сигнала осуществляется за счет фазовых соотношений между частотой основного сигнала и гармоники [16].

Обзор публикаций показывает, что полоса входных частот умножителей частоты с ростом коэффициента умножения убывает, что связано с расширением спектра частот и сложностью обеспечения фазовых соотношений. В табл. 2 приведены характеристики широкополосных умножителей частоты.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

№	Кoeff. умножения частоты	Диапазон входных частот, ГГц	Вых. мощность, дБ/мВт	Кoeff. преоб., дБ	Тип, технология, активный элемент	Исполнение	Источник
1	2	1.5...25	0...5	0...5	балансный, рHEMT	MMIC	[16]
2	2	12.5...37.5	0...5	-15.5...-11	балансный, CMOS, диод	MMIC	[18]
3	2	0...50	-23...-12	-7...0	ячейка Гилберта, InP DHBT	MMIC	[19]

№	Коэфф. умножения частоты	Диапазон входных частот, ГГц	Вых. мощность, дБ/мВт	Коэфф. преоб., дБ	Тип, технология, активный элемент	Исполнение	Источник
4	2	1...15	-2...-1	0...20	балансный, ячейка Гилберта, SiGe-НВТ	ММІС	[20]
5	2	2.5...20	-4...-1	-10...-7	балансный, НЕМТ	ММІС	[21]
6	3	20...36.6	-5...0	-22...-16	небалансный, диод Шоттки	ММІС	[22]
7	4	24...36	-2.5	-14...-4	небалансный	ММІС	[23]

Полоса входных частот активных балансных удвоителей частоты достигает нескольких октав и позволяет перекрыть диапазон 1-40 ГГц, в то же время полоса частот умножителей с коэффициентом 3 и 4 не достигает октавы и составляет 59% [22] и 40% [23] соответственно.

Делители/сумматоры СВЧ мощности

Представленные в статье широкополосные делители/сумматоры СВЧ мощности можно условно разделить на две группы: пассивные и активные. Пассивные делители/сумматоры выполнены по многокаскадной схеме Вилкинсона. Активные сумматоры/делители СВЧ мощности дополнительно подразделяются на взаимные (суммирование/деление) и невзаимные (только деление или суммирование). Параметры широкополосных сумматоров/делителей СВЧ мощности приведены в табл. 3.

Таблица 3

ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СУММАТОРОВ/ДЕЛИТЕЛЕЙ СВЧ МОЩНОСТИ

№	Число вых./вх.	Диапазон входных частот, ГГц	Коэфф. передачи, дБ	Функция	Тип, технология, активный элемент	Исполнение	Источник
1	2	0.1...200	10	делитель	распределенный усилитель, SiGeBiCMOS, НВТ	ММІС	[24]
2	2	1...20	-4...-3	делитель, сумматор	многокаскадный делитель Вилкинсона, экранированная полосковая линия	элемент топологии печатной платы	[25]
3	2	2...22	8...10	делитель, сумматор	распределенный усилитель, двунаправленный, SiGeBiCMOS, НВТ	ММІС	[26]

Окончание табл.

№	Число вых./вх.	Диапазон входных частот, ГГц	Коэфф. передачи, дБ	Функция	Тип, технология, активный элемент	Исполнение	Источник
4	2	2...12	-3.5...-3	делитель, сумматор	многомодовый резонатор, микрополосок	элемент топологии печатной платы	[27]
5	2	20...60	-5.5	делитель, сумматор	многокаскадный делитель Вилкинсона, микрополосок	МММС	[28]
6	2	1...220	15...20	сумматор	распределенный усилитель, SiGeBiCMOS, HBT	МММС	[29]

Линии задержки

Представленные в публикациях широкополосные линии задержки имеют следующее исполнение: интегральное на подложках из Si, GaAs, InP; интегральное, выполненное по технологии MEMS; модульное с проводящим покрытием из высокотемпературного сверхпроводника; модульное с медным или иным покрытием на СВЧ композитах. Параметры широкополосных линий задержки приведены в табл. 4.

Таблица 4

ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

№	Диапазон входных частот, ГГц	Коэфф. передачи, дБ	Время задержки, нс	Тип линии, технология, материал	Исполнение	Источник
1	0...20	-9.5...-3.5	30...70	меандр, скрученный в двойную спираль; сверхпроводник YBaCuO	Модуль 50.8x50.8 мм	[30]
2	0...20	-8...0	5	микрополосок, сверхпроводник YBCO	Модуль 50.8x50.8 мм	[31]
3	2...15	-	0...6	микрополосок, RO3010	Модуль	[32]
4	0...40	-2.5...-1	0.385...0.395	микрокоаксиальная линия, CMOS	22.3x2.3	[33]
5	0...25	-7.5...-3.5	0.08...0.09	копланарная линия, GaAs	МММС, 1.2x1.1 мм	[34]
6	0...40	-4...-2	0.1...0.2	микрополосок, MEMS	МММС 6x5 мм	[35]
7	0...110	-5...0	0.2	микрополосковая спираль, InP	МММС, 3.9x3.2 мм	[36]

IV. Обсуждение результатов

Анализ данных табл. 2 показывает, что наибольшей шириной полосы частот обладают удвоители частоты. Удвоители частоты, построенные по балансной схеме с активной схемой балансного преобразователя [16, 20], позволяют перекрыть полосу частот в несколько октав. В связи с этим высокие коэффициенты умножения частоты проще получить каскадным включением нескольких удвоителей частоты.

По данным табл. 1 можно сделать вывод, что усилители, перекрывающие диапазон частот 1-40 ГГц, присутствуют и не являются ограничивающим фактором. Из табл. 3 видно, что полоса частот пассивных делителей/сумматоров СВЧ позволяет перекрыть диапазон частот 1-20, 20-60 ГГц. В то же время активные делители и сумматоры СВЧ частоты в интегральном исполнении перекрывают диапазон частот 0.1-200 ГГц. Их недостатком является дополнительное энергопотребление и ограниченный диапазон линейной работы.

Из анализа данных табл. 1-4 следует, что достижимая полоса рабочих частот приемника ОИЧ с предварительным умножением частот в большей степени зависит от характеристик линий задержки. Достигнутые полосы частот для линий задержек в интегральном исполнении [36] позволяют использовать коэффициент умножения частоты не более 2 при рассмотрении входного диапазона частот 1-40 ГГц и не более 4 при рассмотрении диапазона 1-20 ГГц. При этом разрешение по частоте связано с временем задержки соотношением $\Delta f = 1/4\tau$ [37]. При времени задержки 0.2 нс разрешение по частоте составит 1.25 ГГц без умножения частоты, 0.625 ГГц и 0.3125 ГГц при предварительном умножении частоты в 2 и 4 раза соответственно. Такие показатели разрешения по частоте неприемлемы для задач РЭБ [3, 4], но соизмеримы с показателями радиопотонных приемников ОИЧ [38].

С другой стороны, по выражению $\Delta f = 1/4\tau$ можно определить, что разрешение по частоте на уровне единиц МГц обеспечивает линия задержки с временем задержки 40 нс. Предварительное умножение частоты в 4 раза позволяет сократить необходимое время задержки до 10 нс, входная полоса частот сократится в 4 раза (при использовании существующих линий задержки) из-за расширения спектра при умножении частоты. Согласно существующим публикациям линии задержки с временем задержки порядка 5-10 нс выполняются на основе высокотемпературных сверхпроводников [30] или на покрытых медью СВЧ композитах [32]. Первые требуют охлаждения до 77° К и ниже, а последние характеризуются высокими потерями. Кроме того, из-за эффектов обратного распространения [30], вызванных плотной трассировкой линии, в коэффициенте передачи таких линий задержки присутствуют резкие провалы до 10 дБ [30], а полоса рабочих частот ограничивается частотой 20 ГГц [30], [31]. Входная полоса частот приемника ОИЧ с предварительным умножением частоты при использовании линий задержки с верхней граничной частотой 20 ГГц составит 1-5 ГГц.

VI. Выводы и заключение

Ключевые характеристики приемника ОИЧ с предварительным умножением частоты определяются и ограничиваются уровнем развития линий задержки. Существующие интегральные линии задержки [36] позволяют перекрыть полосу входных частот 1-40 ГГц при

удвоении входной частоты и полосе 1-20 ГГц при умножении частоты в четыре раза, не удовлетворяя при этом требованиям разрешения по частоте [3, 4]. Линии задержки, выполненные на сверхпроводниках [30] и СВЧ композитах [32], позволяют достигнуть требований по разрешению, но имеют недостаточную полосу пропускания. Сравнение умножителей частоты с различными коэффициентами умножения показывает, что наиболее приемлемой схемой получения высоких коэффициентов умножения является каскадирование удвоителей частоты.

Список литературы

1. Подстригаев А. С. Анализ плотности распределения типов РЛС в частотном диапазоне // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 7. С. 1–23.
2. Tsui J.B. Microwave receiver with electronic warfare applications. Scitechpublishing, 2005. 482 p.
3. Щербак В. И., Водянин И. И. Приемные устройства систем радиоэлектронной борьбы // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 5. С. 50–59.
4. Кочемасов В. Н. Применение дисперсионных Фурье-процессоров в разведывательных приемниках // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 2. С. 66–73.
5. Holt O. ELINT receiver technology // The Journal of Electronic Defense. 2009. November. P. 37–44.
6. Holt O. Sampling of RWR/ESM systems // The Journal of Electronic Defense. 2009. February. P. 37 – 44.
7. Аткишкин С. Ф. Анализ плотности распределения типов зарубежных РЛС по рабочей частоте, длительности и частоте повторения импульсов // Радиотехника. 2018. № 11. С. 105–109.
8. De Souza M. F. A., de Silva F. R. L., de Melo M. T., Novo L. R. G. S. L. Discriminators for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2009. Vol. 57, no. 9. P. 2224–2231.
9. Аткишкин С. Ф. Широкополосный измеритель частоты СВЧ сигналов с предварительным умножением частоты // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2019. № 10. С. 15–19.
10. Аткишкин С. Ф. Снижение влияния неравномерности и нестабильности АЧХ элементов тракта на погрешность в измерителе частоты с предварительным умножением частоты // Доклады XX координационного научно-технического семинара по СВЧ технике, 3–5 сентября 2019 г. пос. Хахалы Нижегородская область. 2019. С. 81–83
11. Нестеров В. Н., Ли А. Р. Принцип двухканальности в реализации инвариантных измерительных преобразователей и систем // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации: доклады международной научно-технической конференции, 25–27 октября 2016 г. Пенза, 2016. С.34–38.
12. Ellinger F. 60-GHz SOI CMOS Traveling Wave Amplifier with NF below 3.8 dB from 0.1–40 GHz // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2005. Vol. 40, is. 2. P. 553–558.

13. Nguyen D. P., Stameroff A. N., Pham A.-V. A 1.5–88 GHz 19.5 dBm Output Power Triple Stacked HBT InP Distributed Amplifier // IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 4-9 June 2017, Honolulu, HI, USA, 2017. P. 20–23.
14. Plouchart J.-O., Kim J., Zamdmer N., Lu L.-H., Sherony M., Tan Y., Groves R. A., Trzcinski R., Talbi M., Ray A., Wagner L. F. A 4–91-GHz Traveling-Wave Amplifier in a Standard 0.12-um SOI CMOS Microprocessor Technology // IEEE journal of solid-state circuits. 2004. Vol. 39, no. 9. P. 1455–1461.
15. Jahanian A., Heydari P. A CMOS Distributed Amplifier With Distributed Active Input Balun Using GBW and Linearity Enhancing Techniques // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2012. Vol. 60, no. 5. P. 1331–1341.
16. Liu Y., Yang T., Yang Z., Chen J. A 3–50 GHz Ultra-Wideband PHEMT MMIC Balanced Frequency Doubler // IEEE Microwave and wireless components letters. 2008. Vol. 18, no. 9. P. 629–631.
17. Funabashi M, Inoue T., Ohata K., Maruhashi K., Hosoya K., Kuzuhara M., Kanekawa K., Kobayashi Y. A 60 GHz MMIC stabilized frequency source composed of a 30 GHz DRO and a doubler // Proceedings of 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium 16-20 May 1995, Orlando, FL, USA. 1995. P. 71–74.
18. Yang T.-Y., Chiou H.-K. A 25–75 GHz Miniature Double Balanced Frequency Doubler in 0.18-um CMOS Technology // IEEE Microwave and wireless components letters. 2008. Vol. 18., no. 4. P. 275–277.
19. Puyal V., Konczykowska A., Nouet P., Bernard S., Blayac S., Jorge F., Riet M., Godin J. DC–100-GHz Frequency Doublers in InP DHBT Technology // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2005. Vol. 53, no. 4. P. 1338–1344.
20. Gruson F., Bergmann G., Schumacher H. A frequency doubler with high conversion gain and good fundamental suppression // 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 6-11 June 2004, Fort Worth, TX, USA. 2004. P. 1–4.
21. Takenaka T., Ogawa H. An Ultra-Wideband MMIC Balanced Frequency Doubler Using Line-Unified HEMTs // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 1992. Vol. 40, no. 10. P. 1935–1940.
22. Hrobak M., Sterns M., Schramm M., Stein W., Schmidt L.-P. Planar Varistor Mode Schottky Diode Frequency Tripler Covering 60 GHz to 110 GHz // 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2-7 June 2013, Seattle, WA, USA. 2013. P. 1–4.
23. Masuda T., Lowenmark V., Zirath H., Kozhuharov R. A High Spectral Purity GaAs PHEMT MMIC Balanced Frequency Quadrupler // IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 9-12 Nov, San Diego, CA, USA. 2003. P. 255–258.
24. Testa P. V., Carta C., Ellinger F. 200 GHz SiGe-BiCMOS Loss-Compensated Distributed Power Divider // Proceedings of 2017 Asia Pacific Microwave Conference, 13-16 Nov, Kuala Lumpur, Malaysia. 2017. P. 295–298.

25. Kim I. B., Kwon K. H., Kwon S. B., Mohyuddin W., Choi H. C., Kim K. W. Ultra-wideband Multi-section Power Divider on Suspended Stripline // IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 4-9 June 2017, Honolulu, HI, USA. 2017. P. 427–430.
26. Song I., Cho M.-K., Kim J.-G., Hopkins G., Mitchell M., Cressler J. D. A 2-22 GHz Wideband Active Bi-directional Power Divider Combiner in 130 nm SiGeBiCMOS Technology // IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 22-27 May 2016, San Francisco, CA, USA. 2016. P. 1–4.
27. Weng M., Song Y., Zhao J. Design of compact microstrip UWB power divider using square ring multiple-mode resonator // Asia Pacific Microwave Conference, 6-9 December 2015, Nanjing, China. 2015. P. 1–3.
28. Arzola J., Miller C., Henderson R. M. 40 GHz Laminate Power Divider Circuits using Integrated Resistors // IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 17-22 May 2015, Phoenix, AZ, USA. 2015. P. 1–3.
29. Testa P. V., Carta C., Ellinger F. 220 GHz Wideband Distributed Active Power Combiner // Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 6-9 Dec. 2015, Nanjing, China. 2015. P. 1–3.
30. Su H. T., Wang Y., Huang F., Lancaster M. Characterizing a double-spiralled meander superconducting microstrip delay line using a resonator technique // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 6-11 June 2004, Fort Worth, TX, USA. 2004. P. 135–138.
31. Hohenwarter G. K. G., Track E. K., Drake R. E., Radparvar M. Design and properties of fabricated superconducting microstrip delay lines made with Nb, NBN and YBCO // Microwave and Optical Technology Letters. 1991. Vol. 4, is. 11. P. 510–516.
32. Laso M. A. G., Lopetegui T., Erro M. J., Benito D., Garde M. J., Muriel M. A., Sorolla M., Guglielmi M. Chirped Delay Lines in Microstrip Technology // IEEE Microwave and wireless components letters. 2001. Vol. 11, no. 12. P. 486–488.
33. Tian Y., Lee K., Wang H. A 390 ps On-Wafer True-Time-Delay Line Developed by a Novel Micro-Coax Technology // IEEE Microwave and wireless components letters. 2014. VOL24. №4. P. 233–235.
34. Lim H. Y., Ng G. I., Leong Y. C. Compact True Time Delay Line With Partially Shielded Coplanar Waveguide Transmission Lines // IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 21-23 Nov. 2012, Singapore. 2012. P. 62–64.
35. Kim M., Hacker J. B., Mihailovich R. E., DeNatale J. F. A DC-to-40 GHz Four-Bit RF MEMS True-Time Delay Network // IEEE Microwave and wireless components letters. 2001. Vol. 11, no. 2. P. 56–58.
36. Lan X., Kintis M., Hansen C., Chan W., Tseng G., Tan M. A Simple DC to 110 GHz MMIC True Time Delay Line // IEEE Microwave and wireless components letters. 2012. Vol. 22, no. 7. P. 369–371.
37. Liang G. -C., Shih C. F., Withers R. S., Cole B. F., Johansson M. E., Suppan L. P. Superconductive Digital Instantaneous Frequency Measurement Subsystem // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1993. Vol. 11, Is. 12. P. 89–100.
38. Dai J., Xu K., Sun X., Niu J., Lv Q., Wu J., Hong X., Li W., Lin J. A Simple Photonic-Assisted Microwave Frequency Measurement System Based on MZI With Tunable Measurement Range and High Resolution // IEEE Photonics technology letters. 2010. Vol. 22, no. 15. P. 1162–1164.

**РАЗРАБОТКА ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА
С ВЫСОКИМ ПОДАВЛЕНИЕМ В ПОЛОСАХ ЗАГРАЖДЕНИЯ И ВЫСОКОЙ
КРУТИЗНОЙ СКАТОВ ДЛЯ ФАЗОМЕТРИЧЕСКИХ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ**

**DEVELOPMENT OF A BAND-PASS FILTER WITH HIGH SUPPRESSION
IN BANDS OF THE BARRAGE AND THE HIGH STEEPNESS OF SLOPES
FOR PHASAMETRIC RECEIVING CHANNELS**

А. А. Белоусов¹, И. Н. Урусов²

¹АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

²ООО «Т2 РТК Холдинг», Омск, Россия

A. A. Belousov¹, I. N. Urusov²

¹«Central design bureau of automatic», Omsk, Russia

² «T2 RTK Holding» LLC, Omsk, Russia

Аннотация – В данной работе представлены результаты теоретического и экспериментального моделирования полосно-пропускающего фильтра с высоким подавлением в полосах заграждения и высокой крутизной скатов для фазометрических приемных каналов.

Ключевые слова – полосно-пропускающий фильтр, фильтр нижних частот, фильтр верхних частот, уровень подавления, крутизна скатов.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-12-18

I. Введение

В любых приёмных устройствах в обязательном порядке используются частотные фильтры. Тип фильтра, максимальные вносимые потери в полосе пропускания, ширина полосы пропускания и затухание в полосах заграждения определяются на этапе разработки схемы структурной изделия. В данной статье описывается процесс разработки полосно-пропускающего фильтра (далее по тексту ППФ) с высоким уровнем подавления в полосах заграждения при минимальной отстройке от границ полосы пропускания и высокой повторяемостью фазо-частотных характеристик (далее по тексту ФЧХ) в полосе пропускания ППФ.

II. Постановка задачи

Цель данной работы – проведение теоретического и экспериментального моделирования, а также определение оптимального конструктивного решения для ППФ со следующими электрическими параметрами:

- центральная частота полосы пропускания: 300 МГц;
- ширина полосы пропускания: 150 МГц;
- вносимые потери в полосе пропускания: 3 дБ, не более;

- затухание в диапазонах частот ниже 175 МГц и выше 425 МГц: 50 дБ, не менее;
- максимальный разброс ФЧХ в полосах пропускания группы ППФ: 15 градусов, не более;
- коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) входа/выхода: 2, не более;
- габариты: 55×20× 20 мм, не более

III. Теоретическое моделирование

Схема данного ППФ была разработана в системе автоматизированного проектирования AWR Microwave Office [1, 2]. В процессе моделирования сначала был разработан эллиптический фильтр нижних частот (далее по тексту ФНЧ) 7-го порядка, но он не удовлетворял требованиям по крутизне «верхнего» ската. Дальнейшее увеличение порядка эллиптического ФНЧ показало, что требуемая крутизна «верхнего» ската может быть достигнута лишь при использовании эллиптического ФНЧ 13-го порядка. Далее было проведено моделирование эллиптического фильтра верхних частот (далее по тексту ФВЧ), при котором было установлено, что требуемая крутизна «нижнего» ската может быть обеспечена эллиптическим ФВЧ 7-го порядка.

При последовательном соединении эллиптического ФНЧ 13-го порядка и эллиптического ФВЧ 7-го порядка был получен эллиптический ППФ 20-го порядка, схема электрическая принципиальная которого приведена на рис. 1.

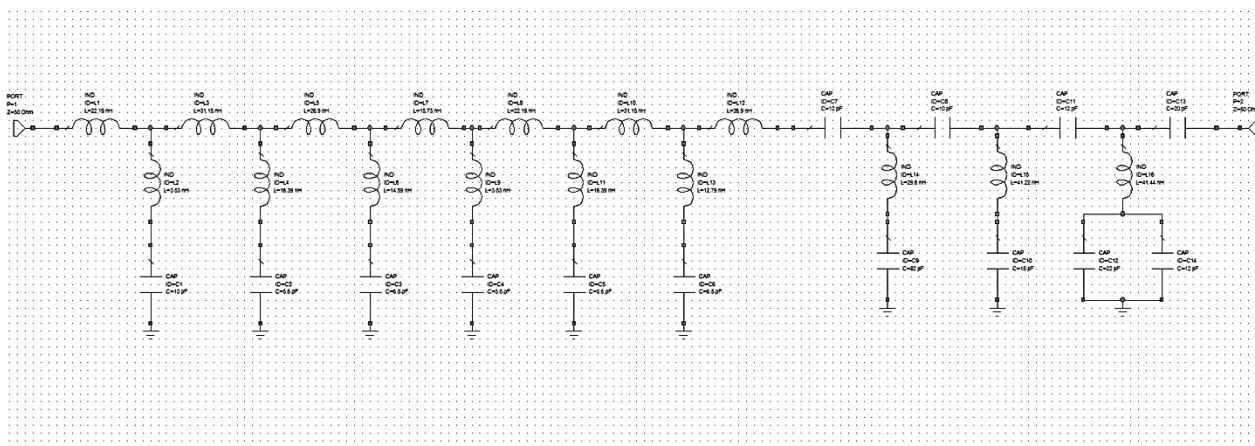


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная эллиптического ППФ на идеальных реактивных элементах

IV. Экспериментальное моделирование

Экспериментальный макет эллиптического ППФ 20-го порядка был реализован с использованием фольгированной пластины ФЛАН-7,2-2,0 ТУ 16-503.148-80. При изготовлении данного макета использовались следующие позиции электронной компонентной базы (далее по тексту ЭКБ): многослойные чип-конденсаторы производства «YAGEO» (www.yageo.com), «Samsung» (www.samsungsem.com).

Катушки индуктивности были изготовлены из провода ПЭВТЛ-2 0,315 ТУ 16-502.023-82 диаметром 0,315 мм. Внешний вид данного макета приведён на рис. 2.

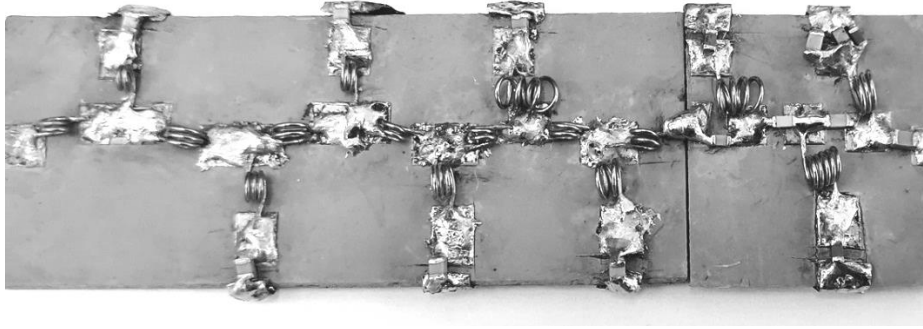


Рис. 2. Внешний вид макета эллиптического ППФ 20-го порядка

В процессе настройки сначала настраивался эллиптический ФНЧ 13-го порядка, а потом - эллиптический ФВЧ 7-го порядка. Далее эти фильтры стыковались, образуя таким образом эллиптический ППФ 20-го порядка.

В процессе настройки ёмкость конденсаторов не изменялась. Поэтому фактически процесс настройки был сведён к отработке конструктивных решений индуктивных элементов – катушек индуктивности: подбору диаметра витков, количества витков, а также позиционирования этих витков в пространстве.

Изготовленный макет эллиптического ППФ 20-го порядка был смонтирован в корпус с коаксиальными входами/выходами. Измерения электрических параметров полученной гибридной интегральной схемы (далее по тексту ГИС) ППФ 20-го порядка с коаксиальными входами/выходами проводились при помощи векторного анализатора цепей P4M-18.

Графики частотных зависимостей коэффициента передачи (далее по тексту K_p) и КСВН изготовленной ГИС эллиптического ППФ 20-го порядка приведены на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

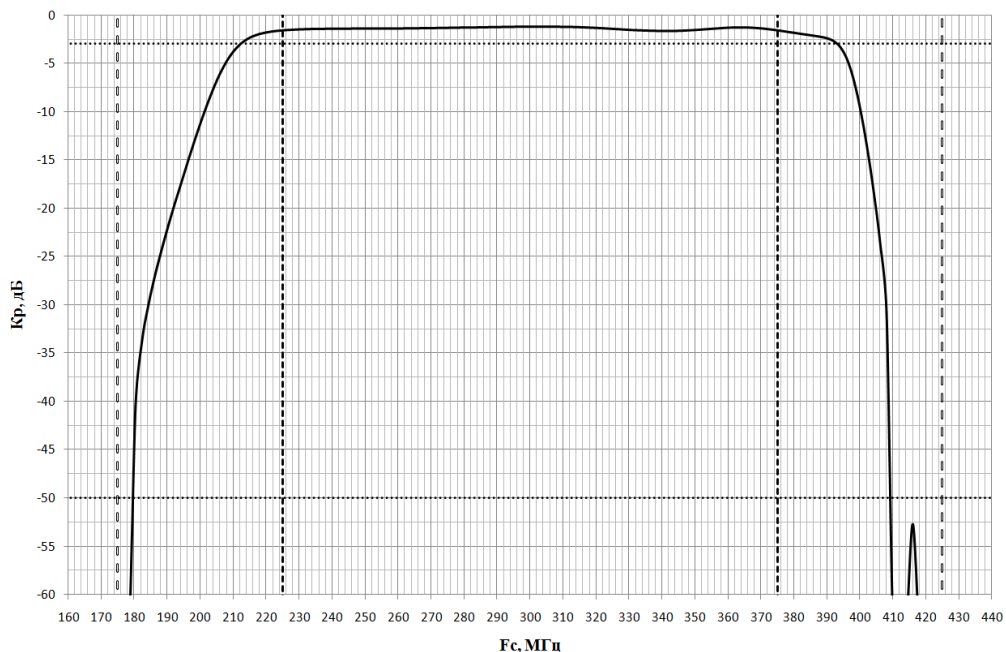


Рис. 3. Частотная зависимость K_p изготовленной ГИС эллиптического ППФ 20-го порядка

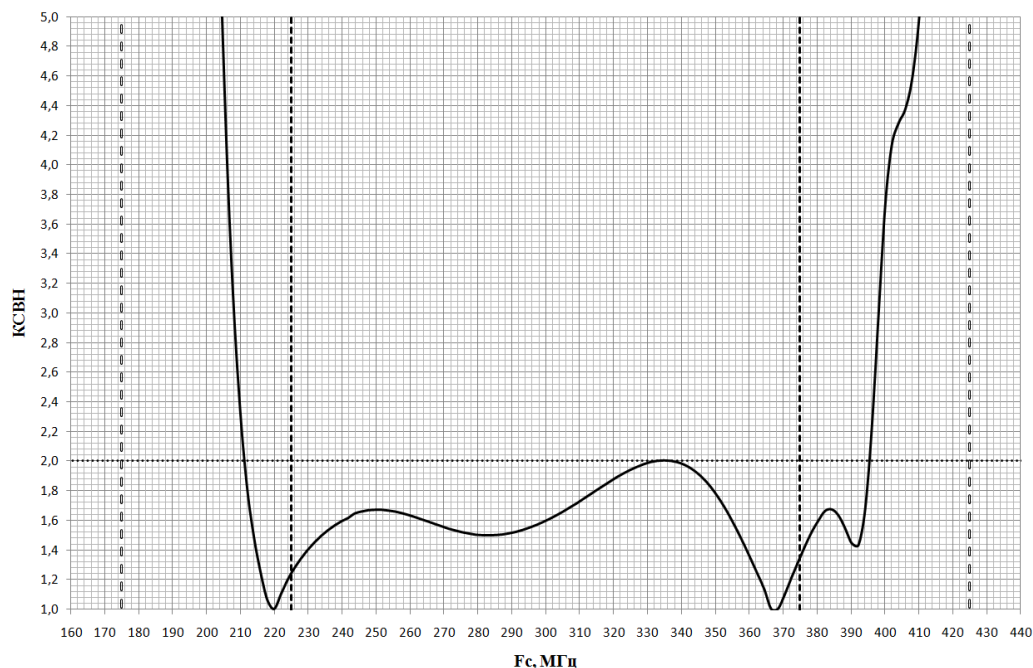


Рис. 4. Частотная зависимость КСВН изготовленной ГИС эллиптического ППФ 20-го порядка

Полученные характеристики соответствуют заданным требованиям.

Для определения возможного разброса ФЧХ в полосах пропускания были изготовлены ещё две ГИС эллиптических ППФ 20-го порядка. Конструкция данных ГИС приведена на рис. 5. Данные ГИС отличались от предыдущей (рис. 2) фактически только тем, что «несущая» диэлектрическая пластина была изготовлена не из ФЛАН-7,2-2,0 ТУ 16-503.148-80, а из поликора ПК₂ Ще7.817.010-07 ТУ 6366-000-07593894-2013 толщиной 1 мм.

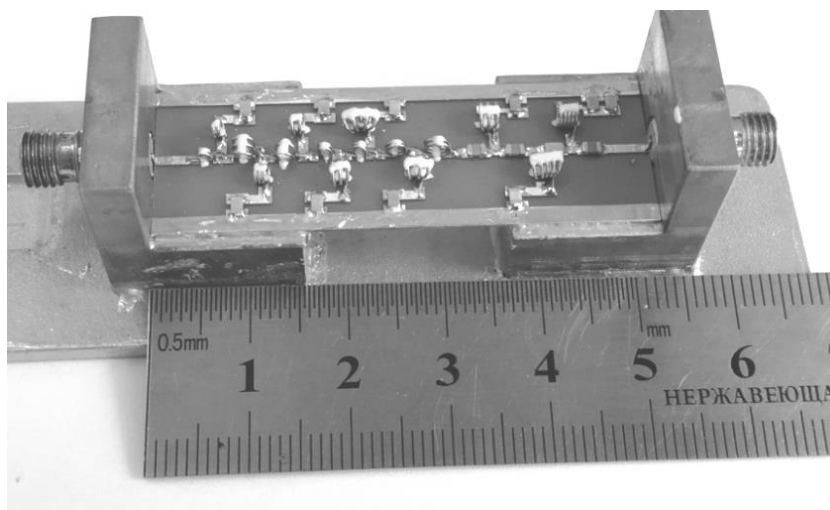


Рис. 5. Внешний вид макета ГИС эллиптического ППФ 20-го порядка

Измерения электрических параметров данных ГИС (рис. 5) также проводились при помощи векторного анализатора цепей Р4М-18.

Графики частотных зависимостей K_p и K_{CBH} данных ГИС (рис. 5), а также их ФЧХ приведены на рис. 6, 7, 8 соответственно.

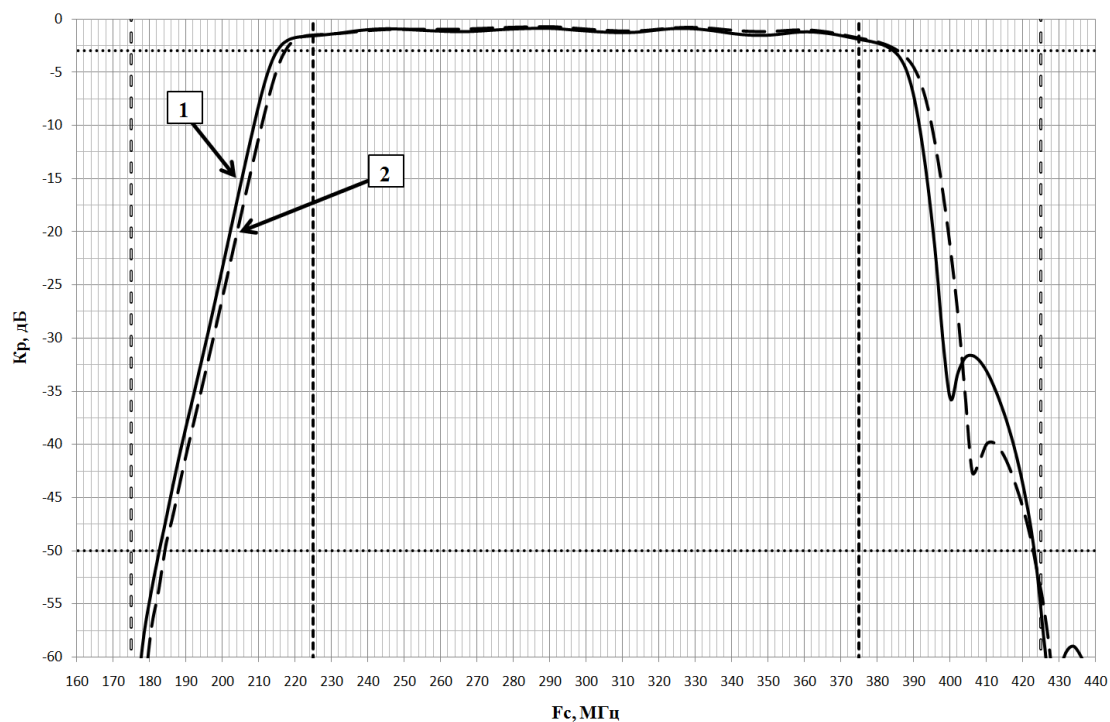


Рис. 6. Частотные зависимости K_p ГИС эллиптического ППФ 20-го порядка (рис. 5):
1 – K_p первого фильтра; 2 – K_p второго фильтра

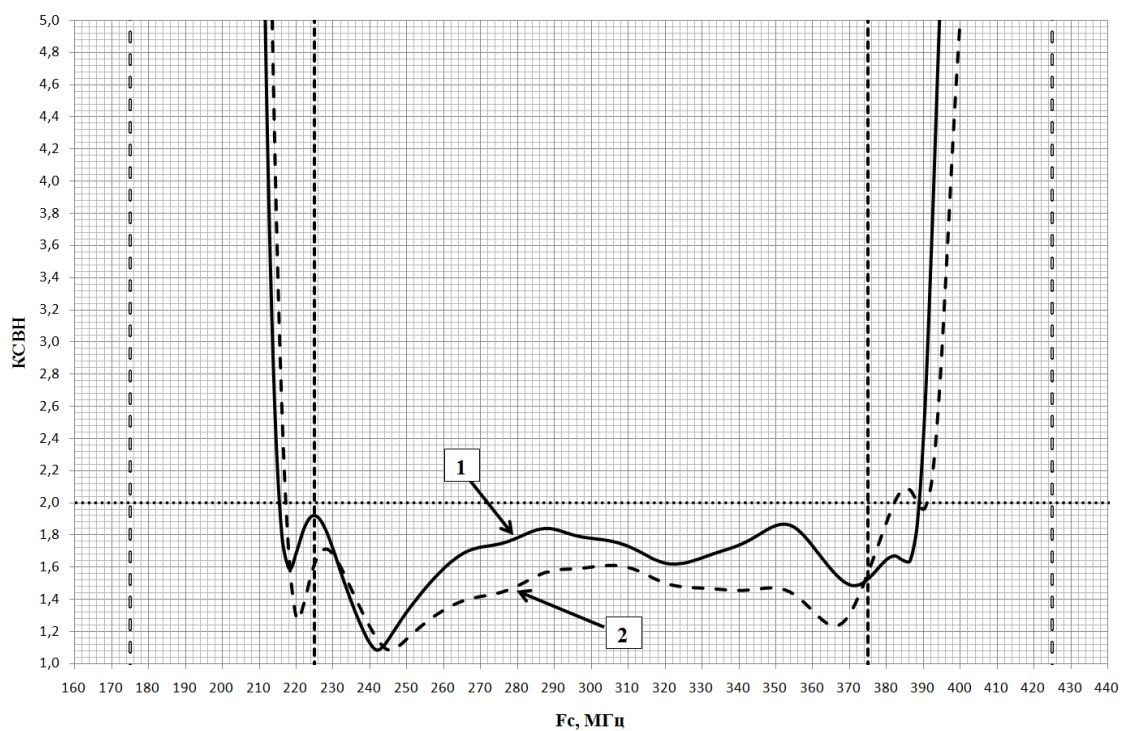


Рис. 7. Частотные зависимости K_{CBH} ГИС эллиптического ППФ 20-го порядка (рис. 5):
1 – K_{CBH} первого фильтра; 2 – K_{CBH} второго фильтра

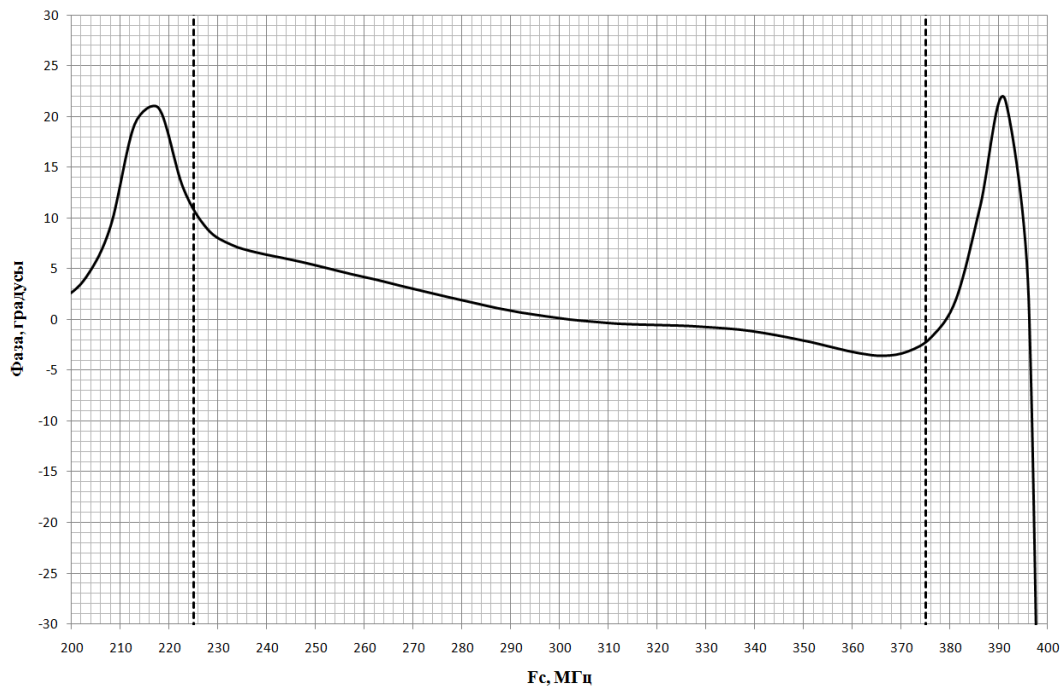


Рис. 8. Разброс значений ФЧХ двух образцов ГИС эллиптических ППФ 20-го порядка (рис. 5)

Основные результаты данной проектно-исследовательской работы приведены в табл.1.

Таблица 1

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ППФ

	Требуемые значения	ГИС ППФ № 1	ГИС ППФ № 2
Полоса пропускания, МГц	300 ± 75	300 ± 75	300 ± 75
Вносимые потери в полосе пропускания, дБ, не более	3	1,5	1,6
Затухание в полосе от 175 МГц и ниже, дБ, не менее	50	более 50	более 50
Затухание в полосе от 425 МГц и выше, дБ, не менее	50	более 50	более 50
КСВН входа/выхода, не более	2	1,83	1,69
Разность фаз в группе фильтров, градусы, не более	15	0*	11,4

* - ФЧХ ГИС ППФ №1 использовалась в качестве «опорной»

Следует отметить, что разработанный и изготовленный эллиптический ППФ сопоставим по уровню параметров с образцами ППФ ведущих мировых фирм-производителей частотных фильтров, например, таких, как ППФ 2979-SMA (KR Electronics, www.krfilters.com), электрические параметры которого приведены на рис. 9 и в табл. 2.



Рис. 9. АЧХ ППФ 2979-SMA производства фирмы KR Electronics

Таблица 2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ППФ ФИРМЫ KR ELECTRONICS 2979-SMA

Параметр	Значения
Полоса пропускания, МГц	300±75
Вносимые потери в полосе пропускания, дБ, не более	2
Затухание в полосе от 175 МГц и ниже, дБ, не менее	более 65
Затухание в полосе от 425 МГц и выше, дБ, не менее	более 65

VI. Выводы и заключение

В рамках данной работы был разработан и изготовлен эллиптический ППФ 20-го порядка. Данный ППФ полностью соответствует заданным техническим требованиям. Изготовленные образцы ППФ сопоставимы по уровню параметров с образцами ППФ ведущих мировых фирм-производителей частотных фильтров.

Список литературы

1. Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office // под ред. В. Д. Разевига. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.
2. Дмитриев Е. Е. Проектирование фильтров в Microwave Office с помощью iFilter. 2010. 53с.

НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 3-18 ГГц

ULTRA WIDEBAND DIRECTIONAL COUPLER 3 - 18 GHz

А. А. Белоусов, Т. В. Старинова

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск, Россия

A. A. Belousov, T. V. Starinova

Joint stock company «Central design bureau of automatics», Omsk, Russian Federation

Аннотация – В данной статье представлены результаты моделирования и макетирования направленного ответвителя с рабочим диапазоном частот 3-18 ГГц. Результаты работы могут быть применены при проектировании устройств СВЧ диапазона.

Ключевые слова – направленный ответвитель, СВЧ, мост Ланге, связанные микрополосковые линии

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-19-26

I. Введение

Электрические поля, возникающие вокруг проводников связанных микрополосковых линий (рис. 1), существуют не только в непосредственной близости от каждого из них. Взаимодействие между ними появляется также за счет краевых полей, величина которых зависит от разности потенциалов между проводниками и их формы, расстояния между ними и параметров диэлектрической подложки. Это взаимодействие, обусловленное краевыми полями, используется в таких устройствах, как направленные ответвители, которые в свою очередь являются одним из основных элементов более сложных устройств, например, балансных смесителей и усилителей.

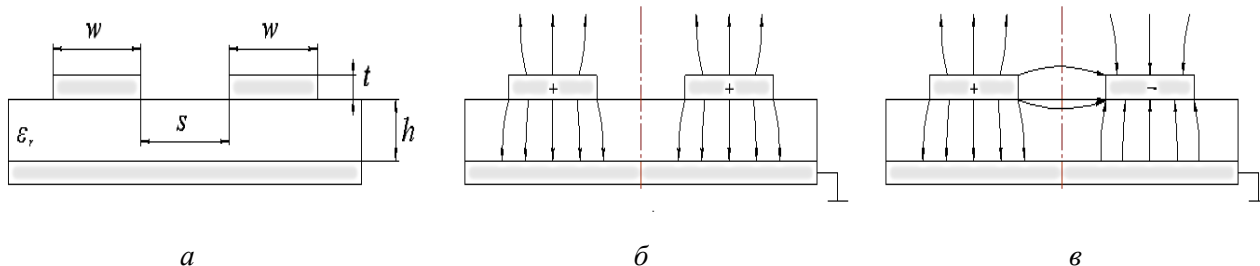


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и структура электрического поля четных (б) и нечетных (в) мод связанных микрополосковых линий.

На рисунке обозначено: w и t – ширина и толщина связанных полосковых линий соответственно, s – расстояние между связанными полосковыми линиями, h и ϵ_r – толщина и диэлектрическая проницаемость подложки соответственно

Возможны два способа возбуждения расположенных параллельно и связанных вдоль боковых торцов проводников: подачей на токонесущие проводники одинаковых потенциалов (чётная мода, рис. 1б) или подачей противоположных потенциалов (нечётная мода, рис. 1в). В первом случае в плоскости перпендикулярной поверхности подложки может быть установлена магнитная стенка, а во втором электрическая стенка. Изображённая на рис. 1б вертикальная ось симметрии должна лежать в плоскости этих виртуальных стенок. Все связанные вдоль боковых торцов линии могут поддерживать и четную, и нечетную моды. Коэффициент связи между такими линиями может быть выражен через волновые сопротивления линий для четной и нечетной мод. Следующие отношения устанавливают связь между этими величинами [1]:

$$S \text{ (дБ)} = 20 \lg (\text{коэффициент связи по напряжению})$$

волновое сопротивление линии

$$Z_{\text{вч}} = Z_{\text{в}} \sqrt{\frac{1 + C_0}{1 - C_0}}; \quad (1a)$$

волновое сопротивление линии для нечетной моды

$$Z_{\text{во}} = Z_{\text{в}} \sqrt{\frac{1 - C_0}{1 + C_0}}. \quad (1б)$$

Расчет параметров направленного ответвителя (НО) при помощи формул (1а), (1б) требует дальнейшей экспериментальной доработки, поскольку в микрополосковой линии каждая из мод имеет свой коэффициент замедления, следовательно, разные фазовые скорости.

II. Постановка задачи

В квадратурных делителях мощности, которые реализованы в виде НО с коэффициентом передачи в ответвлённое плечо ~ 3 дБ, а разность фаз сигналов на выходах прямого и ответвлённого плеч составляет 90° . Исходные условия проектирования направленного ответвителя приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметр, ед. изм.	Величина
Диапазон рабочих частот, ГГц	3-18
Затухание в прямом плече, дБ, не менее	минус 8
Коэффициент передачи в ответвлённое плечо, дБ, не менее	минус 8
Разность фаз сигналов на выходах прямого и ответвлённого плеч, град.	$90^\circ \pm 10^\circ$
КСВН в плечах 1, 2, 3, не более	2,5

III. Теория

Полосковый НО (рис. 2) представляет собой четырехплечное устройство, предназначенное для направленного отбора части СВЧ мощности из одного (основного) канала в другой (дополнительный). Направленная передача энергии в таких устройствах связана с усло-

вием полного согласования всех его плеч. При идеальном согласовании одно из плеч дополнительного канала развязано, и сигнал на него не поступает. В других плечах, называемых рабочими, входная мощность распределяется в соответствии с величиной связи между каналами. Однако в реальных конструкциях НО идеальное согласование отсутствует, и в развязанное плечо попадает часть мощности сигнала, подаваемого на вход.

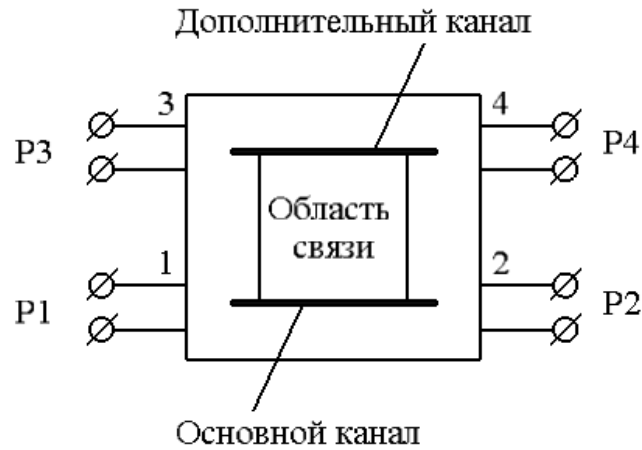


Рис. 2. Функциональная схема НО

Известен направленный ответвитель [2], который состоит из ответвителя Ланге на встречных стержнях, дополнительных областей связи и ёмкостных элементов (рис. 3).

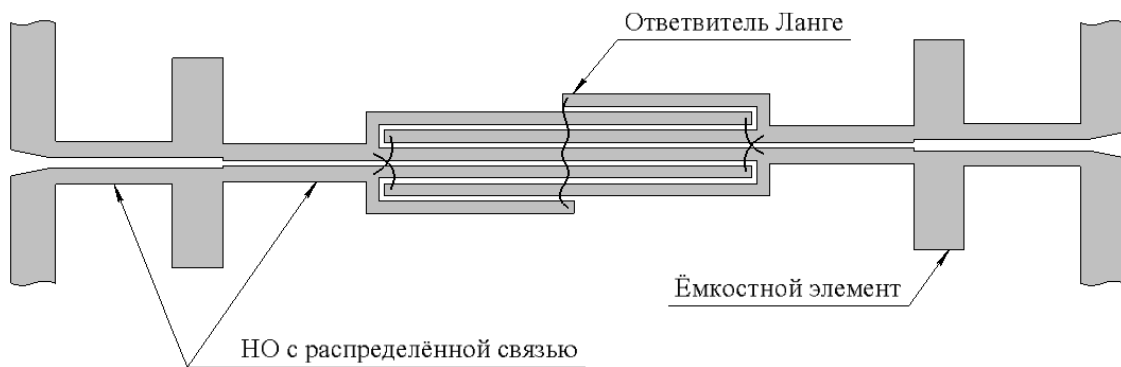


Рис. 3. Топология токонесущих проводников направленного ответвителя

Приближенный анализ работы ответвителя Ланге приведён в [3], [4]. Ширина проводников и зазоров между ними определяется коэффициентом связи. Электрическая длина области связи ответвителя Ланге составляет четверть длины волны, определенной в линии передачи на средней частоте рабочего диапазона. Области связи, включенные до и после ответвителя Ланге, обеспечивают расширение рабочего диапазона частот. Ёмкостные элементы связи, включенные между секциями НО с распределенной связью, обеспечивают требуемый уровень деления мощности. На рис. 4 показана модель НО, построенная в среде САПР AN-SYSHFSS.

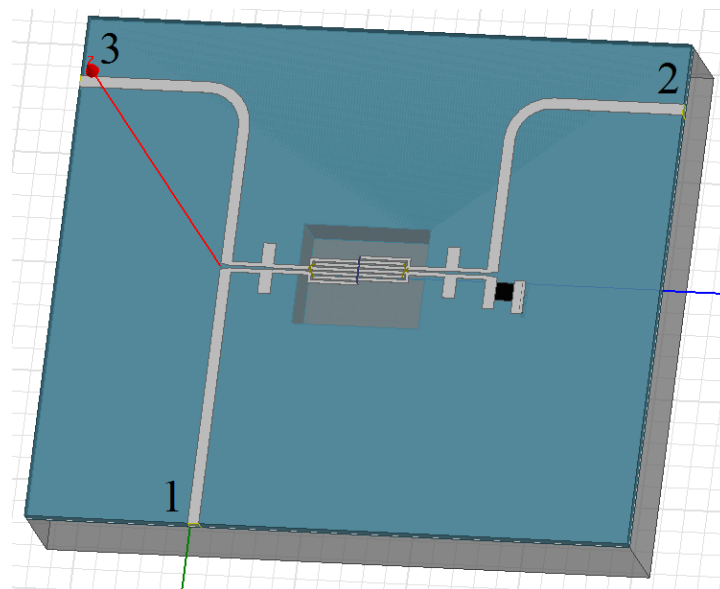


Рис. 4. Модель НО, построенная в среде САПР ANSYS HFSS

В модели НО на рис. 4 на обратной стороне платы под областью встречно направленных штырей ответвителя Ланге экранный проводник отсутствует, а в корпусе имеется выборка высотой 1 мм. Благодаря этому уменьшена ёмкостная связь между токонесущими проводниками и экранным, а также увеличена степень связи в средней части рабочего диапазона частот.

Амплитудно-частотные характеристики модели НО, полученные путем электродинамического моделирования его структуры с учетом диэлектрических потерь подложки и потерь в металлизации, показаны на рис. 5. Частотная зависимость КСВН модели НО показана на рис. 6. Частотная зависимость разности фаз сигналов между каналами 2, 3 показана на рис. 7.

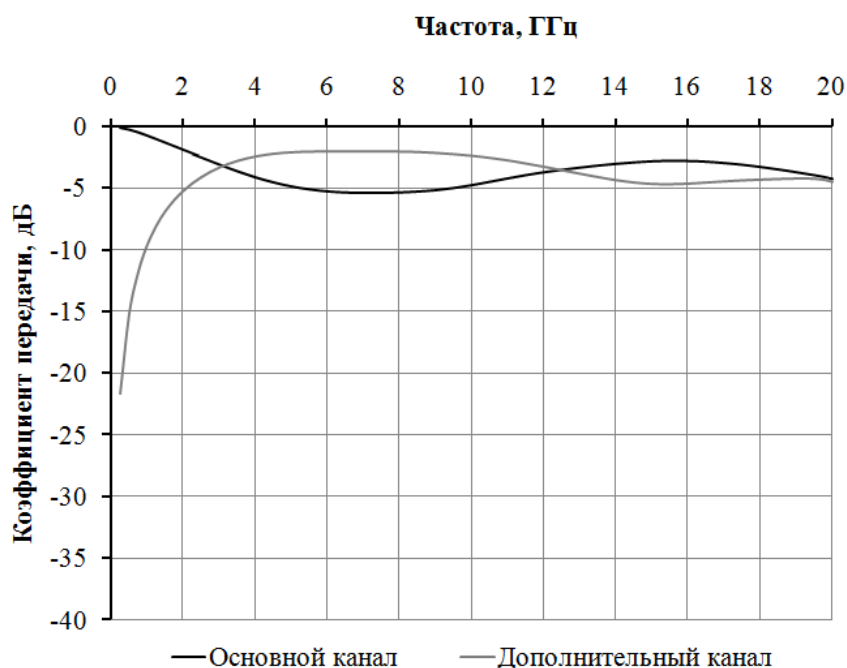


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики модели НО

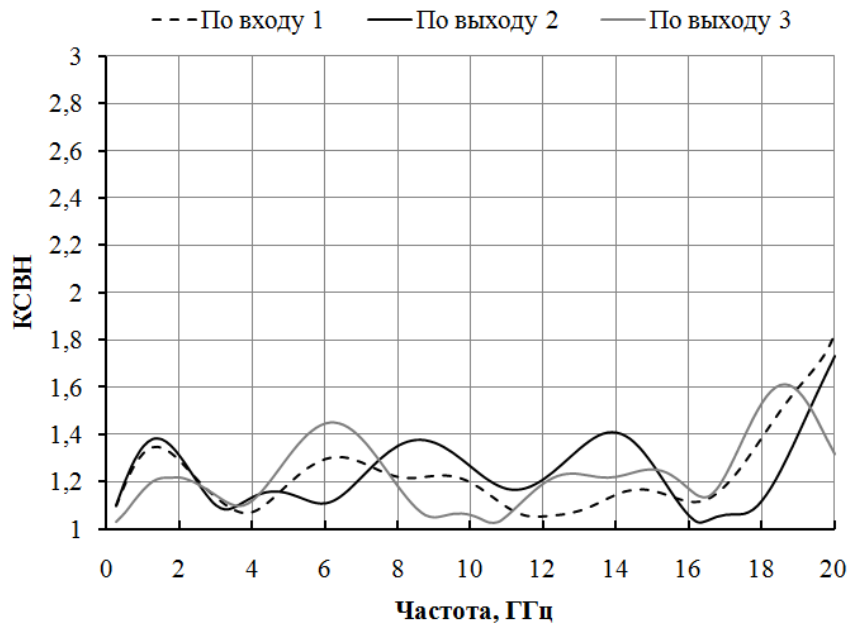


Рис. 6. Частотные зависимости КСВН по входу 1 и выходам 2, 3 модели НО

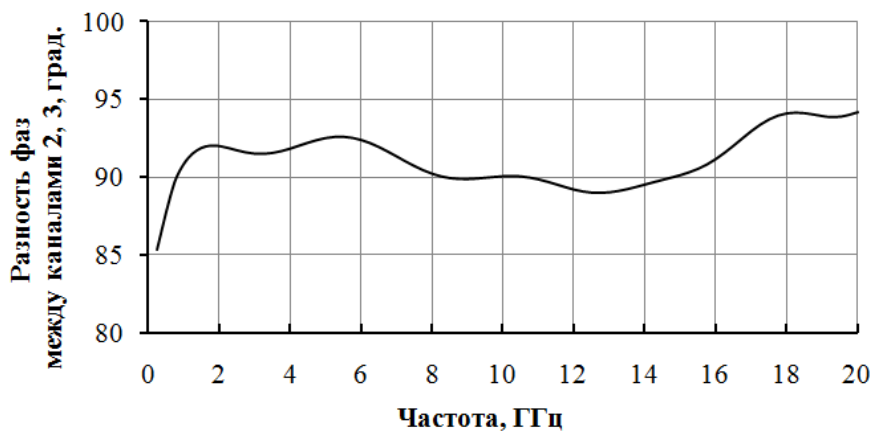


Рис. 7. Частотная зависимость разности фаз сигналов между каналами 2, 3 модели НО

Таким образом, в рабочей полосе частот от 3 до 18 ГГц модель НО имеет коэффициент передачи в прямое и ответвлённое плечо не менее минус 5.4 дБ, разбаланс выходных сигналов до 3.3 дБ по амплитуде и до 4° по фазе и КСВН по входам 1, 2, 3 не более 1,5.

IV. Результаты экспериментов

Для отработки модели НО был изготовлен макет (рис. 8а). Топология НО была сформирована на подложке из поликора толщиной $h = 0,25$ мм (рис. 1а) с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 9,6$. Для формирования подвешенной подложки изготовлена деталь (рис. 8б) из латуни ЛС59-1, которая была приклеена токопроводящим клеем к обратной стороне платы НО под топологией ответвителя Ланге.

Измеренные частотные зависимости коэффициентов передачи прямого и ответвлённого плеч макета НО приведены на рис. 9. Частотные зависимости КСВН входов макета НО при-

ведены на рис. 10. Частотная зависимость разности фаз сигналов между каналами 2, 3 показана на рис. 11.

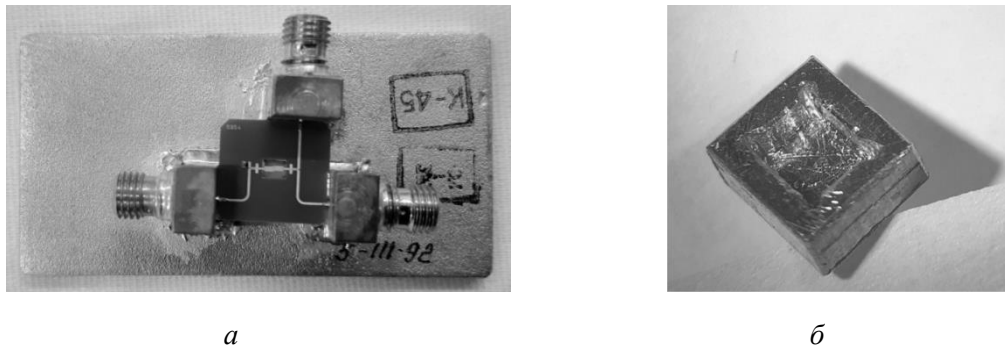


Рис. 8. Внешний вид макета (а) и детали, формирующей подвешенную подложку (б)

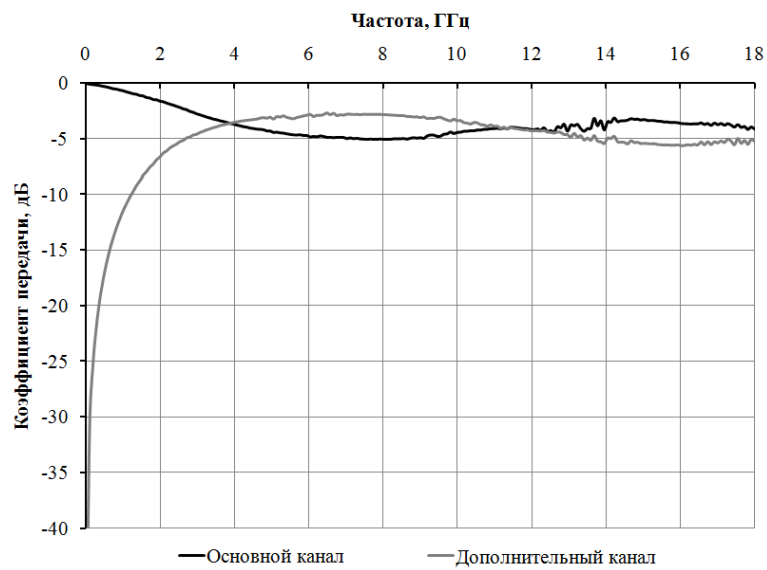


Рис. 9. Амплитудно-частотные характеристики макета НО

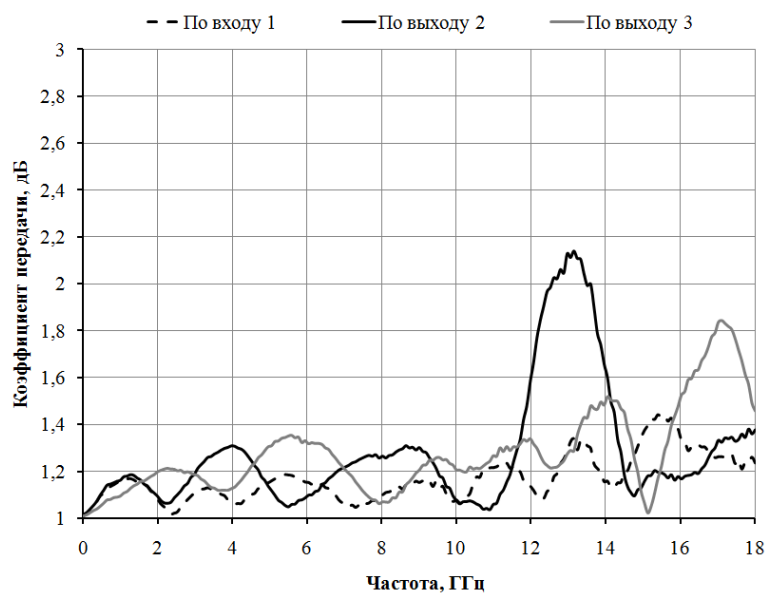


Рис. 10. Частотные зависимости КСВН по входу 1 и выходам 2, 3 макета НО

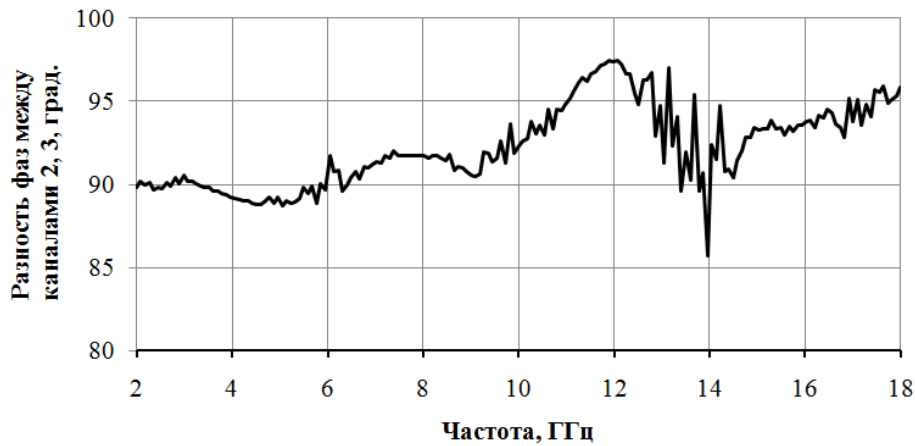


Рис. 11. Частотная зависимость разности фаз сигналов между каналами 2, 3 макета НО

Таким образом, в рабочей полосе частот от 3 до 18 ГГц модель НО имеет коэффициент передачи в прямое и ответвлённое плечо не менее минус 5.6 дБ, разбаланс выходных сигналов до 2.2 дБ по амплитуде и до 7° по фазе и КСВН по входам 1, 2, 3 не более 2.1. Повышенные значения КСВН вблизи частоты 13.1 ГГц вероятнее всего обусловлены затеканием токопроводящего клея на области связи.

V. Обсуждение результатов

Полученные результаты сведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметр, ед. изм.	Заданные значения	Полученные результаты
Диапазон рабочих частот, ГГц	3-18	3-18
Затухание в прямом плече, дБ, не менее	минус 8.0	минус 5.0
Коэффициент передачи в ответвлённое плечо, дБ, не менее	минус 8.0	минус 5.6
Разность фаз сигналов на выходах прямого и ответвлённого плеч, град.	90±10°	86° ... 97°
КСВН в плечах 1, 2, 3, не более	2.5, не более	2.1, не более

VI. Выводы и заключение

Полученные характеристики НО позволяют использовать его в составе балансных усилительных каскадов, сверхширокополосных квадратурных смесителей и других устройств с диапазоном рабочих частот от 3 до 18 ГГц.

Благодарности

Авторы данной статьи выражают благодарность Павлу Александровичу Кузнецову за плодотворные дискуссии.

Список литературы

1. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
2. Кручинин И. В., Левашов А. В. Широкополосный МШУ диапазона 2-18 ГГц // Электроника и микроэлектроника СВЧ: докл. IV Всерос. конф., 2-5 июня 2015 г. Санкт-Петербург, 2015. Т. 1. С. 192–195.
3. Osmani R. M. Synthesis of Lange Couplers // IEEE Trans., Feb. 1981. 29(2).P.168-170.
4. Ou W. P. Design Equations for an Interdigitated Directional Coupler // IEEE Trans., Feb. 1975. 19(2).P. 253-255.

УДК 621.396.9.

ПРАКТИЧЕСКИЙ ОПЫТ РАЗРАБОТКИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

PRACTICAL EXPERIENCE IN THE DEVELOPMENT OF MULTICHANNEL RECEIVING DEVICES OF A MILLIMETER WAVE LENGTH RANGE

А. А. Белоусов

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

A. A. Belousov

Joint stock company «Central design bureau of automatic», Omsk, Russia

Аннотация – Представлены практические результаты проектирования многоканальных приёмных устройств миллиметрового диапазона длин волн. Определены оптимальные правила проектирования многоканальных приёмных устройств миллиметрового диапазона длин волн, что позволяет минимизировать их габариты, а также трудозатраты на сборку и настройку.

Ключевые слова – многоканальные приёмные устройства, миллиметровый диапазон длин волн, супергетеродинное устройство.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-26-31

I. Введение

В последние годы российская радиопромышленность всё активнее осваивает разработку и производство приёмных устройств миллиметрового диапазона длин волн (далее по тексту МДДВ). В данной статье приведены результаты, полученные в рамках проектирования многоканальных герметизированных микроэлектронных устройств (далее по тексту МЭУ) для входных трактов приёмных устройств МДДВ.

II. Первый вариант конструктивной реализации многоканального герметизированного МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ

Согласно техническому заданию было необходимо разработать герметизированное МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ (рис. 1) для фазометрических приёмников с диапазоном рабочих частот по входному сигналу $\sim 32 \dots 40$ ГГц и с жёстким ограничением по габаритам: $65 \times 100 \times 26$ мм, не более.

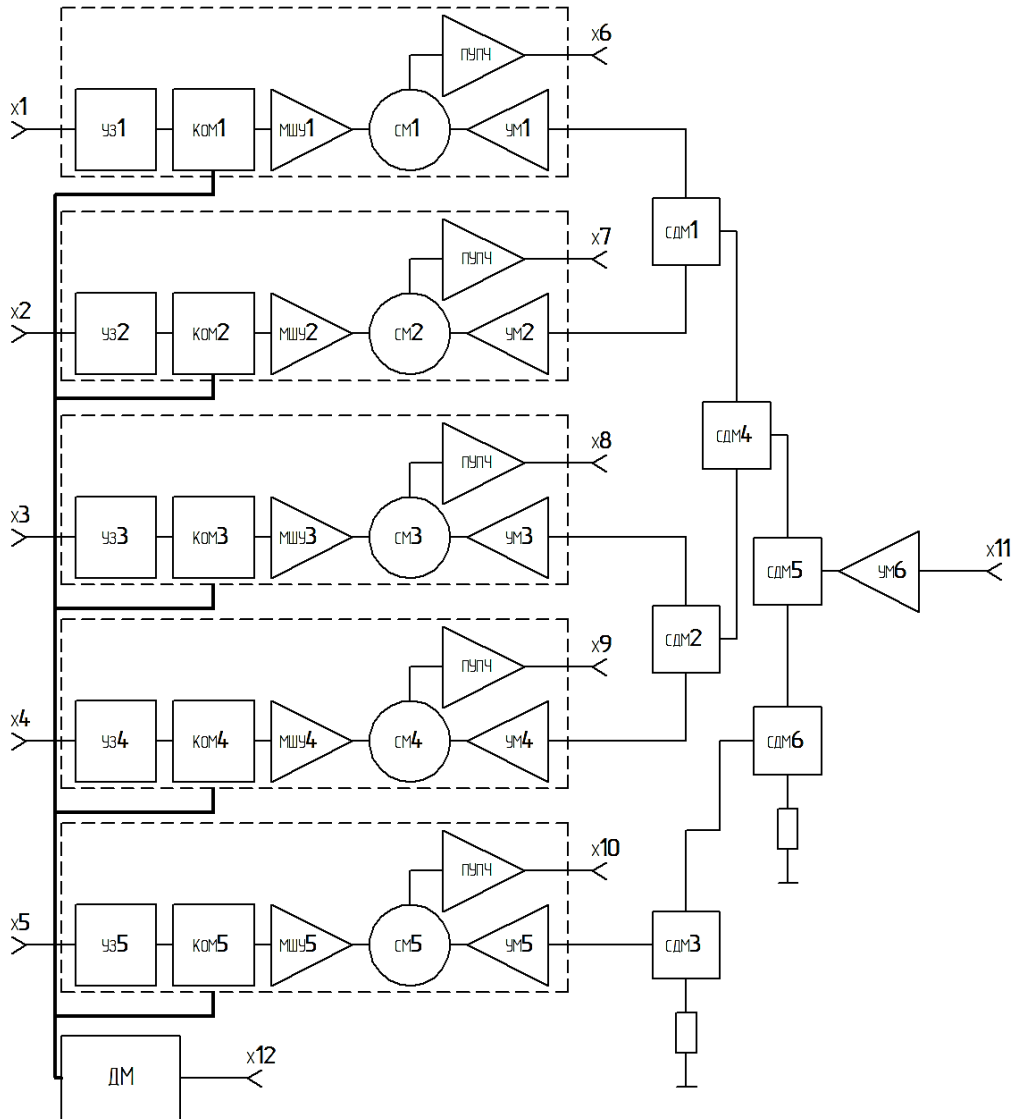


Рис. 1. Схема структурная первого варианта конструктивной реализации герметизированного МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ:

- ДМ* - делитель мощности сигнала контрольного генератора МДДВ;
КОМ1 ... КОМ5 - коммутаторы МДДВ; *МШУ1 ... МШУ5* - малошумящие усилители МДДВ;
СДМ1 ... СДМ6 - двухканальные синфазные делители мощности сигнала поискового гетеродина МДДВ; *ПУПЧ* - предварительные усилители промежуточной частоты дециметрового диапазона длин волн; *СМ1 ... СМ5* - смесители МДД;
УЗ1 ... УЗ5 - устройства защитные («отражающие» ограничители) МДДВ;
УМ1 ... УМ6 - усилители мощности сигнала поискового гетеродина МДДВ

На рис. 2 приведен первый вариант конструктивной реализации такого МЭУ. Для того, чтобы данное МЭУ можно было разместить на заданном объекте, в качестве блочных герметичных коаксиально-полосковых переходов (далее по тексту ГКПП) пришлось использовать вилки mini-SMP 18S101-5H0E4 (ф. Rosenberger, www.rosenberger.com, [1]), а в качестве ответных кабельных соединителей - и в частности, по сигнальным входам - «угловые» розетки mini-SMP 18K102-271L5 (ф. Rosenberger, www.rosenberger.com [1]). В процессе настройки такого МЭУ (рис. 1, 2) было установлено, что при малейшем изменении позиционирования ответных кабельных соединителей 18K102-271L5 в ГКПП 18S101-5H0E4 фиксировались недопустимо большие уходы фазо-частотных характеристик (далее по тексту ФЧХ) супергетеродинных каналов. Предпринятые попытки механической фиксации ответных кабельных соединителей 18K102-271L5 в ГКПП 18S101-5H0E4 проблему не устранили.

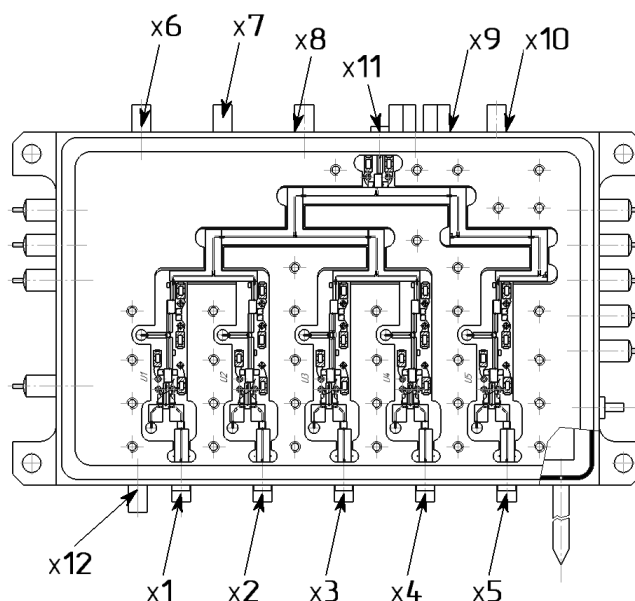


Рис. 2. Первый вариант конструктивной реализации герметизированного МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ (рис. 1)

В процессе разработки, изготовления и настройки данного МЭУ также обозначились и другие проблемы. В частности, было установлено, что традиционные конструктивно-технологические решения, применяемые ранее для проектирования изделий дециметрового и сантиметрового диапазона длин волн, оказались неприемлемы для проектирования изделий МДДВ. Наиболее остро обозначились, прежде всего, проблемы с допусками:

- по ширине зазоров между элементами конструкции МЭУ: должны быть не более 75 мкм;
- по длине и конфигурации перемычек между элементами конструкции МЭУ: перемычки дугообразной формы должны быть не более 150 мкм.

Эти требования по допускам выполнены не были и, в частности, из-за отсутствия соответствующих нормативных документов, которые должны регламентировать разработку конструкторской документации на МЭУ МДДВ.

И это при том, что существующее металлообрабатывающее оборудование позволяет изготавливать корпуса МЭУ с такими микроскопическими допусками, которые, как минимум, не превышают упомянутые выше допуски на ширины зазоров и длины перемычек в МЭУ МДДВ.

II. Второй вариант конструктивной реализации многоканального герметизированного МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ

Для устранения описанных выше проблем были предприняты следующие меры.

Прежде всего, из схемы структурной (рис. 3) был удалён тракт сигнала контрольного генератора МДДВ (рис. 1), что позволило:

- во-первых, убрать из схемы структурной делитель мощности сигнала контрольного генератора МДДВ (рис. 1, ДМ);
- во-вторых, убрать из схемы структурной 5 двухканальных коммутаторов (КОМ1 ... КОМ5, рис. 1).

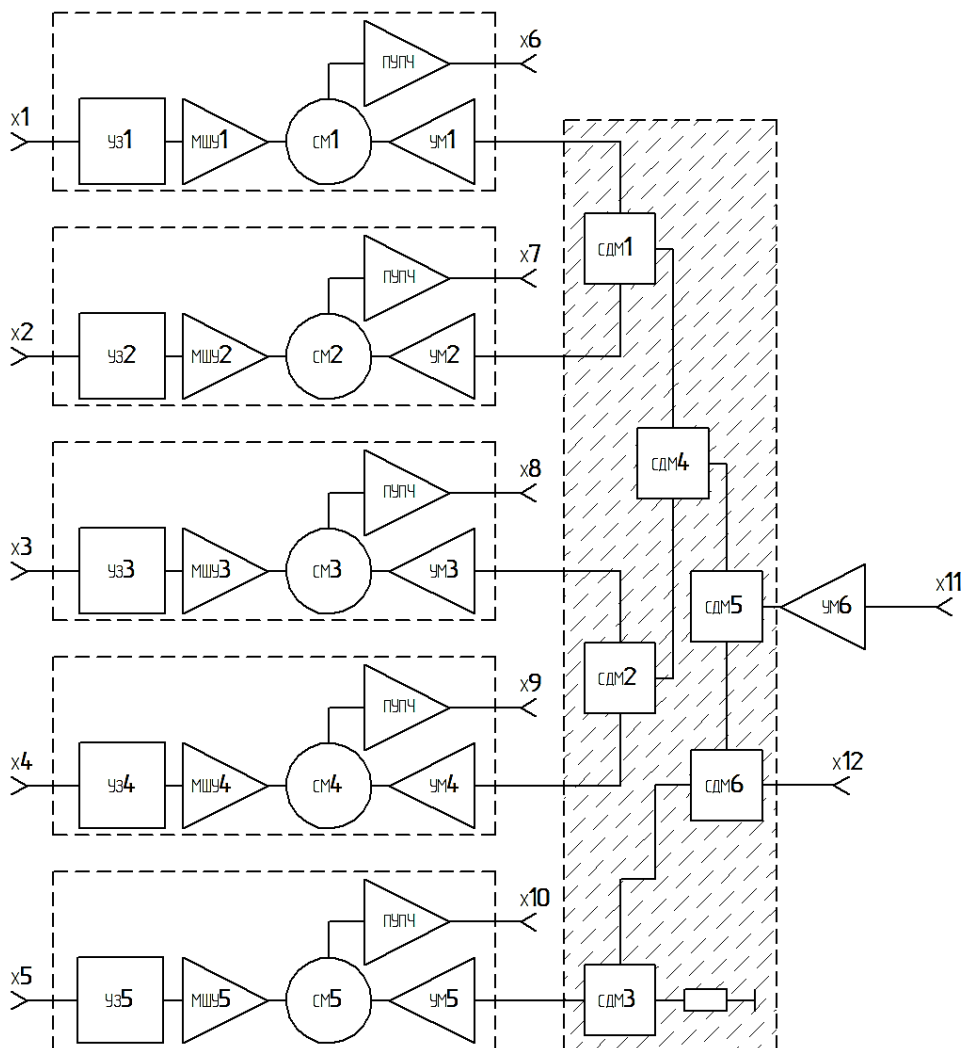


Рис. 3. Схема структурная второго варианта конструктивной реализации герметизированного МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ:

МШУ1 ... МШУ5 - малошумящие усилители МДДВ; СДМ1 ... СДМ6 - двухканальные синфазные делители мощности сигнала поискового гетеродина МДДВ; ПУПЧ – предварительные усилители промежуточной частоты дециметрового диапазона длин волн; СМ1 ... СМ5 - смесители МДД;; УЗ1... УЗ5 - устройства защитные («отражающие» ограничители) МДДВ; УМ1 ... УМ6 - усилители мощности сигнала поискового гетеродина МДДВ

Удаление из схемы структурной тракта сигнала контрольного генератора МДДВ позволило избавиться, как минимум, от 2-х проволочных перемычек (или паразитных индуктивностей) в тракте входного сигнала МДДВ.

Также были приняты меры по устранению «избыточных» перемычек из золотой фольги в трактах сигнала поискового гетеродина МДДВ - все синфазные делители мощности (рис. 3, СДМ1 ... СДМ6 выделены пунктиром) были реализованы на одной «монолитной» поликорковой плате. Такая реализация трактов поискового гетеродина МДДВ также позволила уменьшить габариты МЭУ в плоскости корпуса.

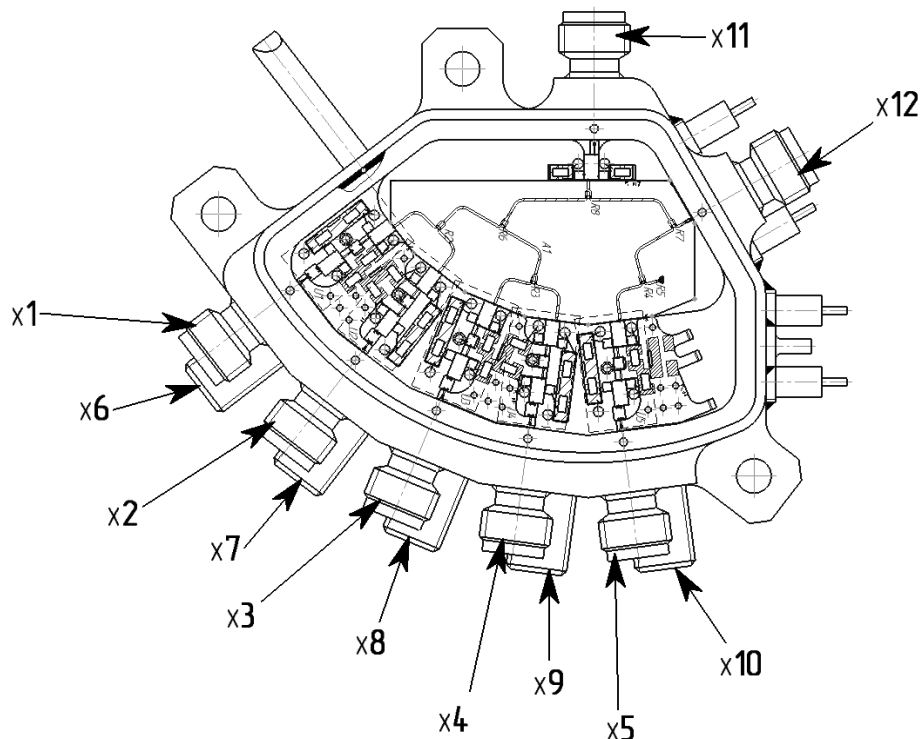


Рис. 4. Второй вариант конструктивной реализации герметизированного МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ (рис. 3)

Проведённые изменения в схеме структурной, а также описанная выше реализация трактов сигнала поискового гетеродина на «монолитной» поликорковой плате позволили коаксиальные выходы сигнала промежуточной частоты (рис. 4, X6 ... X10) разместить на той же стенке корпуса МЭУ, что и коаксиальные входы принятых сигналов МДДВ (рис. 4, X1 ... X5).

Такая «свёртка» корпуса МЭУ - из «одноэтажной» (рис. 2) в «двухэтажную» (рис. 4) – позволила более чем в 2 раза уменьшить площадь МЭУ в плоскости корпуса, что, в свою очередь, позволило по входному сигналу МДДВ в качестве ГКПП использовать розетки ПКМ2-40-05P-0,3М (АО «НПФ «Микран», www.micran.ru, [1]) с граничной частотой 40 ГГц, а в качестве ответных кабельных соединителей - вилки сечения 2,4/1,042 мм производства АО «ЦКБА» с гаечной фиксацией, и, как следствие, коаксиальное сочленение МДДВ со стабильными при механических воздействиях ФЧХ.

Результаты измерений коэффициентов передачи (K_p) конструктивных реализаций МЭУ на рис. 1, 2 и 3, 4 приведены на рис. 5.

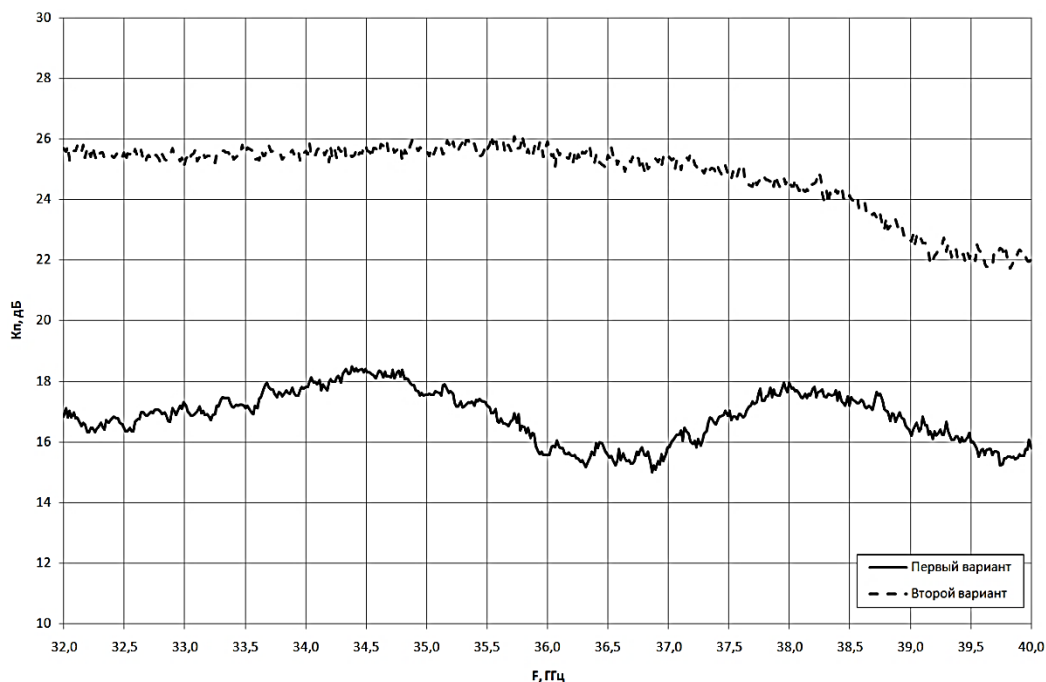


Рис. 5. Частотные зависимости K_p конструктивных реализаций МЭУ на рис. 1, 2 (первый вариант) и 3, 4 (второй вариант)

Из этого рисунка видно, что K_p каналов второго варианта МЭУ (рис. 3, 4) на 6-9 дБ превышают K_p каналов первого варианта МЭУ (рис. 1, 2).

Однако второй вариант конструктивной реализации герметизированного МЭУ 5-канального супергетеродинного устройства МДДВ (рис. 3, 4) имеет один существенный недостаток - при одинаковом с первым вариантом (рис. 1, 2) количестве активных (выделяющих тепло) элементов второй вариант имеет существенно меньшую площадь внешней поверхности, что неизбежно приводит к более сильному перегреву корпуса. И это может стать серьёзной проблемой при эксплуатации данной МЭУ (рис. 4) при высоких (до плюс 100°C и выше) температурах окружающей среды.

IV. Выводы и заключение

В результате проведённых проектно-исследовательских работ удалось найти простые, эффективные и серийно воспроизводимые схмотехнические, конструктивные и технологические решения для реализации многоканальных МЭУ миллиметрового диапазона длин волн.

При этом была выявлена проблема из области термодинамики, которая в ближайшем будущем вследствие неизбежного повышения уровня интеграции в одном МЭУ активных элементов (усилителей, умножителей частоты и т.п.) может существенно осложнить процесс проектирования таких «высокоинтегральных» МЭУ и их эксплуатацию в экстремальных условиях.

Список литературы

1. Джуринский К. Б. Современные радиочастотные соединители и помехоподавляющие фильтры. Санкт-Петербург: ЗАО «Медиа Группа Файнсрит», 2014. 428 с.

**РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСЕРА
ДЛЯ ДИАПАЗОНА 0,1-18 ГГЦ НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ**

**DEVELOPMENT AND MODELING OF THE FOUR-CHANNEL MULTIPLEXER FOR
THE RANGE OF 0.1-18 GHZ ON THE BASIS OF THE MICRO-STRIP TRANSMISSION LINE**

А.В. Блохин

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

A.V. Blokhin

Joint stock company «Central Design Bureau of Automatics», Omsk, Russia

Аннотация – Представлены результаты моделирования и измерения электрических параметров макетного образца мультиплексера на основе микрополосковых фильтров с кауэровской аппроксимацией. Приведены результаты измерения параметров мультиплексера, нагруженного дополнительными канальными фильтрами.

Ключевые слова – четырехканальный мультиплексер, кауэровская аппроксимация.

DOI:10.25206/978-5-8149-3074-3-32-39

Развитие систем радиолокации невозможно представить без совершенствования частотно-избирательных устройств. Разработанные ранее частотно-избирательные устройства СВЧ диапазона были построены на коммутируемых канальных фильтрах или делителях мощности, нагруженных канальными фильтрами. Недостатки таких устройств очевидны: время переключения диапазонных фильтров становится соизмеримым скорости обработки сигналов, а в случае использования делителей мощности наблюдается ухудшение соотношения сигнал-шум приемного тракта. Оптимальным решением задач фильтрации, формирования частотных каналов, а также суммирования сигналов от различных источников на один выход, является применение мультиплексеров (в литературе встречаются термины триплексер, квадролексер). В данной работе приводятся результаты моделирования и измеренные параметры изготовленного четырехканального мультиплексера диапазона 0,1-18 ГГц (частоты стыковки каналов мультиплексера по уровню 3 дБ: 4, 8 и 12 ГГц), а также параметры мультиплексера с дополнительными канальными полосовыми фильтрами, обеспечивающими подавление сигнала в полосе задерживания не хуже 50 дБ.

При проектировании и моделировании мультиплексера необходимо решить следующие задачи:

- 1) выбор схемы мультиплексера, типа линии передачи, материала подложки и аппроксимации фильтров диплексеров;
- 2) обеспечить стыковку коэффициентов передач фильтров мультиплексера по уровню 3 дБ;

3) обеспечить электрические параметры в диапазоне рабочих частот мультиплексера (КСВН, ослабление в полосе пропускания каналов, неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания каналов, ослабление в полосе задерживания) согласно требованиям заказчика;

4) согласование дополнительных канальных полосовых фильтров с выходами мультиплексера;

5) конструктивно-технологические задачи (массогабаритные, устойчивость к воздействию внешних факторов, обеспечить технологичность при серийном производстве).

Для моделирования была использована классическая схема мультиплексера со смежными полосами пропускания, приведённая на рис.1, обеспечивающая минимальные диссипативные потери в полосе 12-18 ГГц.

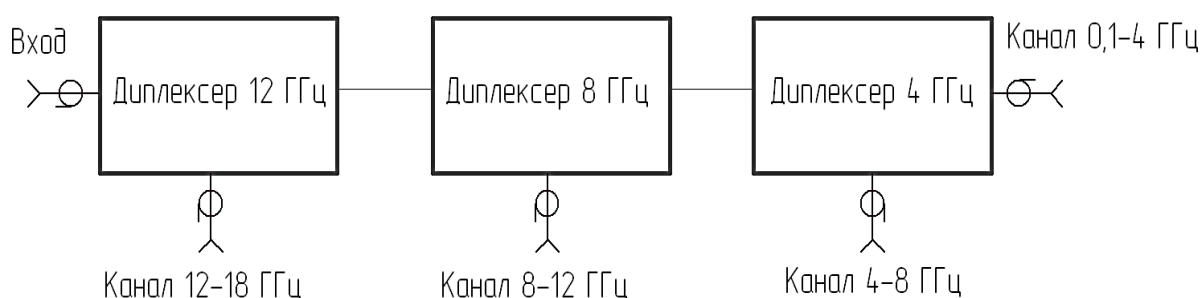


Рис. 1. Классическая схема мультиплексера со смежными полосами пропускания

Выбор материала подложки (поликор, толщина 0,5 мм $\epsilon=9,8$) обусловлен требованием к габаритным размерам мультиплексера и технологией реализации зазоров встречно-стержневых конденсаторов фильтров верхних частот диплексеров.

В качестве линии передачи была применена 50-омная несимметричная полосковая линия передачи (микроросовковая линия) как наиболее простая для реализации квазисосредоточенных реактивных элементов топологий диплексеров. Недостатком является необходимость исследования каналов корпуса мультиплексера на предмет возникновения волн высших типов (корпусных резонансов) и пониженная добротность колебательных контуров фильтров по сравнению, например, с линией типа «подвешенная подложка».

Обеспечить требуемую крутизну скатов и ослабление сигнала в полосе задерживания мультиплексера удалось фильтрами 5,9 и 11 порядков с кауэровской аппроксимацией. Следует отметить, что применение кауэровской аппроксимации оправдано при относительной ширине полосы пропускания фильтров более 30%.

Моделирование диплексеров и дополнительных канальных полосовых фильтров было выполнено в среде MWO (на предприятии имеется лицензионная версия), однако для получения удовлетворительных практических результатов по каждому диплексеру потребовалось несколько итераций изготовления плат методами лазерной фрезеровки и фотолитографией. На изготовленных опытных образцах отработали методику настройки диплексеров и дополнительных канальных фильтров.

Результаты моделирования диплексеров приводятся на рис. 2, 3, 4.

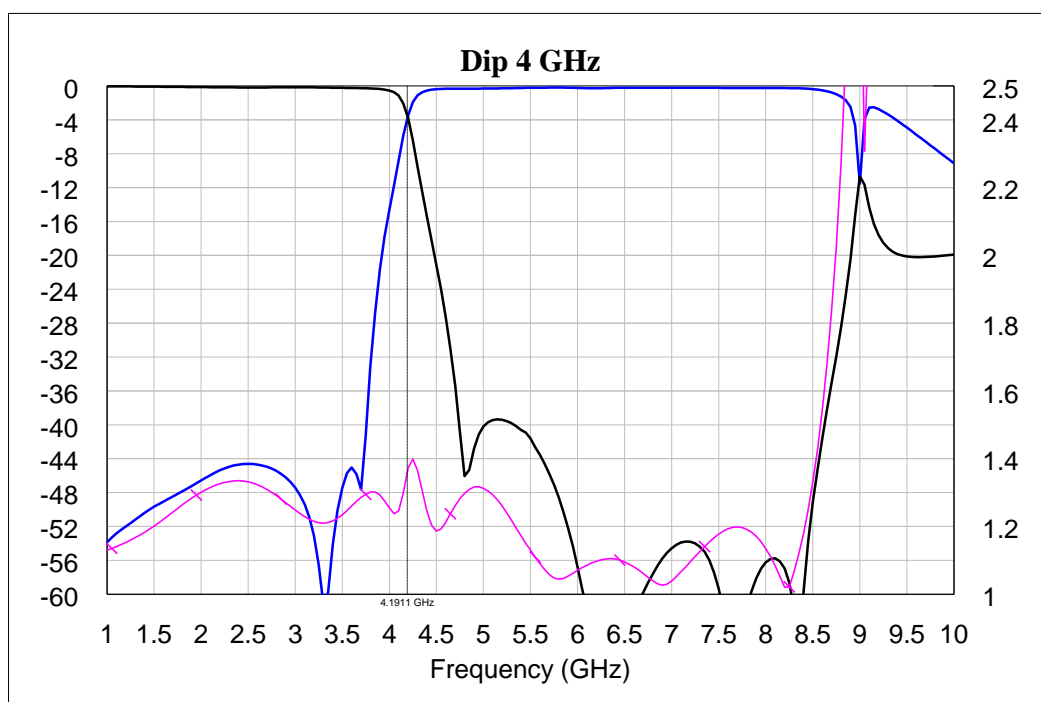


Рис. 2. Результаты моделирования диплексеров

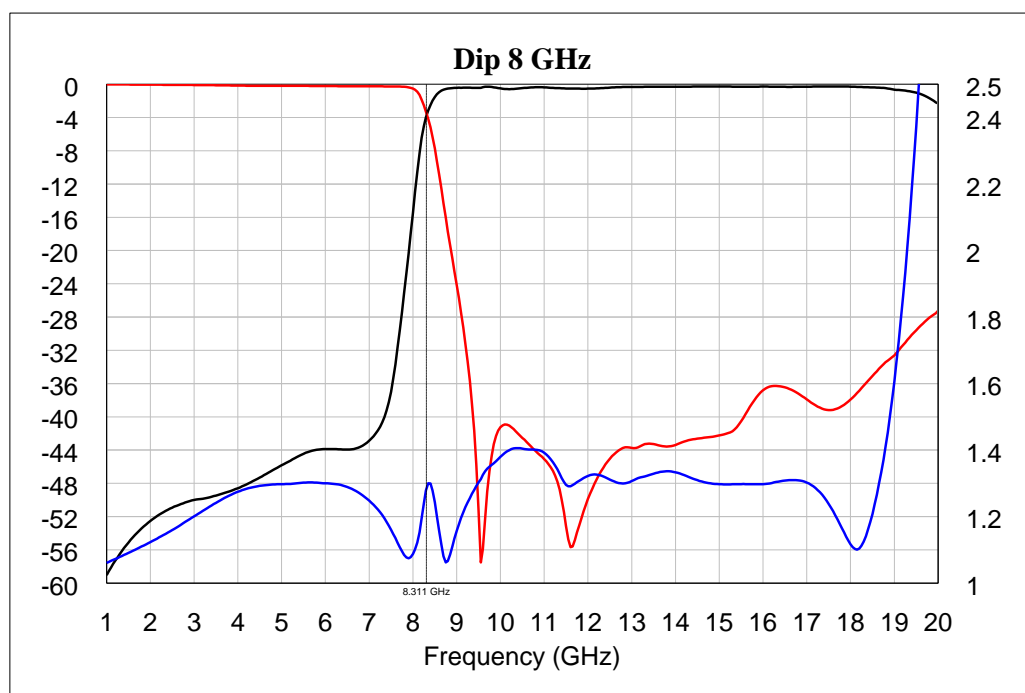


Рис. 3. Результаты моделирования диплексеров

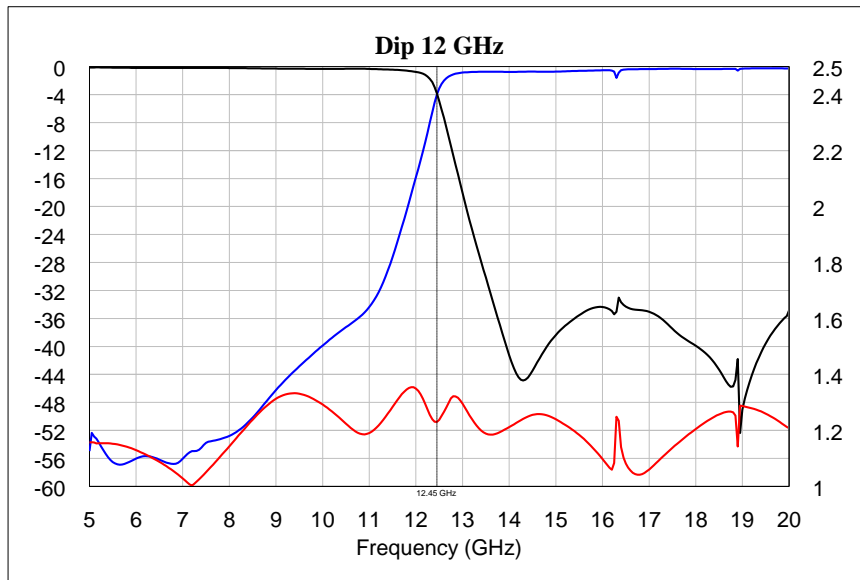


Рис. 4. Результаты моделирования диплексов

Настройка и измерения электрических параметров в нормальных условиях осуществлялись с использованием четырехпортового векторного анализатора цепей компании «KEYSIGHT» серии PNAN5522A.

Испытания на стойкость, прочность и устойчивость к внешним воздействующим факторам проводились на оборудовании и приспособлениях, имеющихся в отделе испытаний АО «ЦКБА».

Результаты измерений основных параметров мультиплексера без дополнительных канальных фильтров приведены на рис.5.

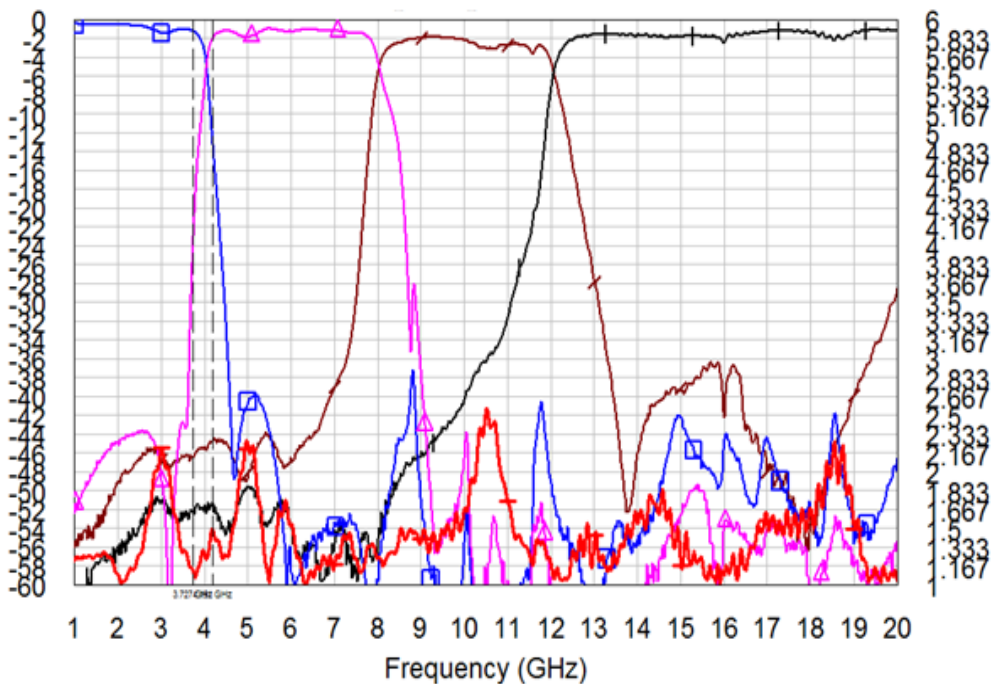


Рис. 5. Результаты измерений основных параметров мультиплексера без дополнительных канальных фильтров КСВ(Н) выходов мультиплексера в полосе пропускания каналов не превышает минус 2,5.

Результаты моделирования дополнительных канальных фильтров представлены на рис. 6–10.

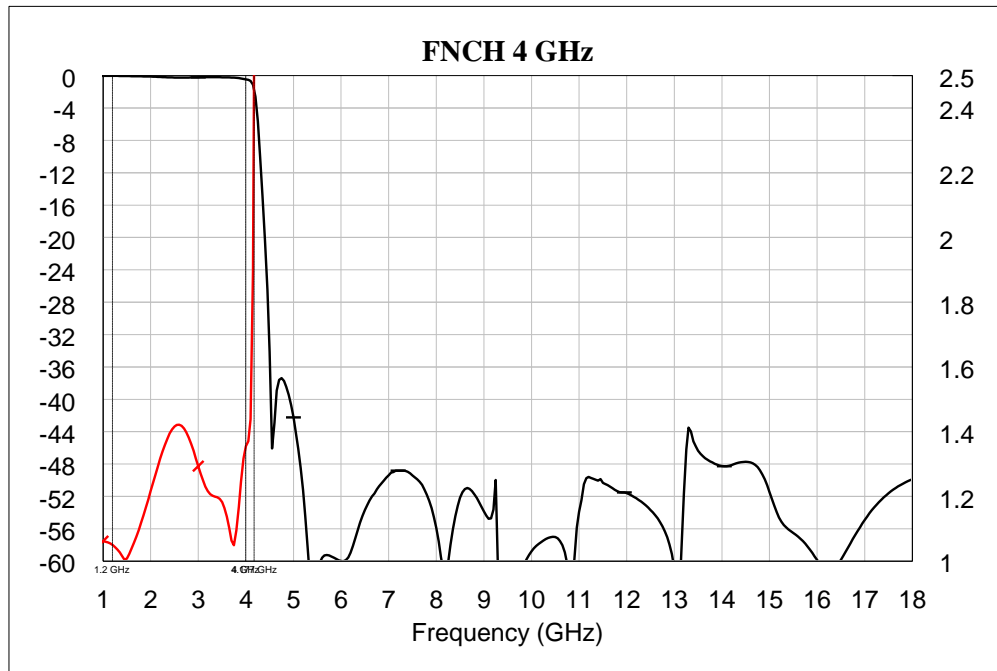


Рис. 6. Результаты моделирования дополнительных канальных фильтров

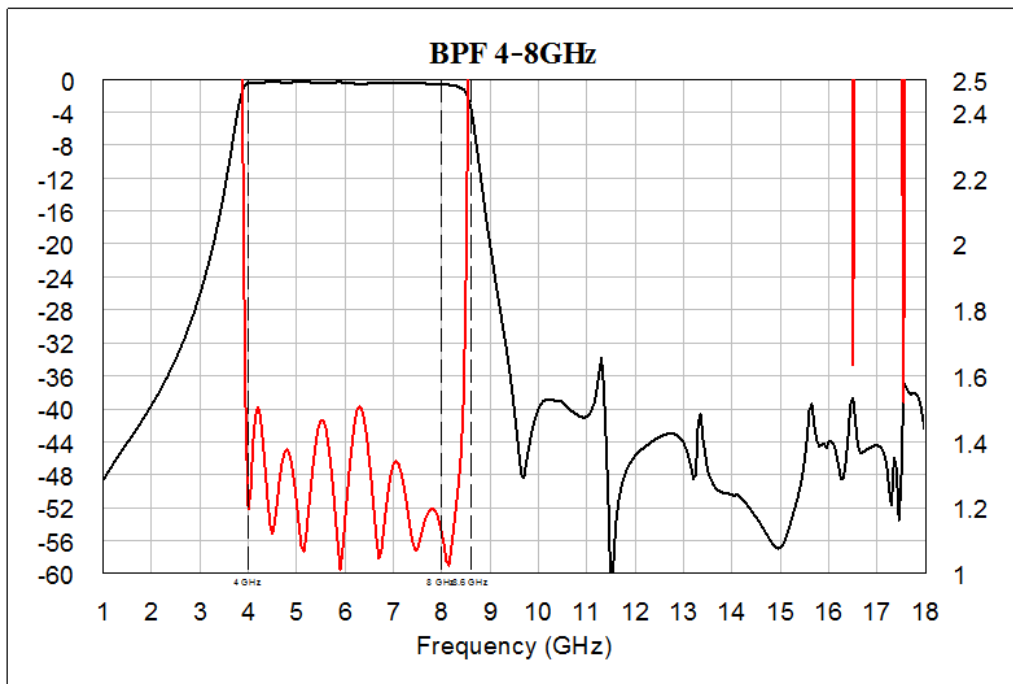


Рис. 7. Результаты моделирования дополнительных канальных фильтров

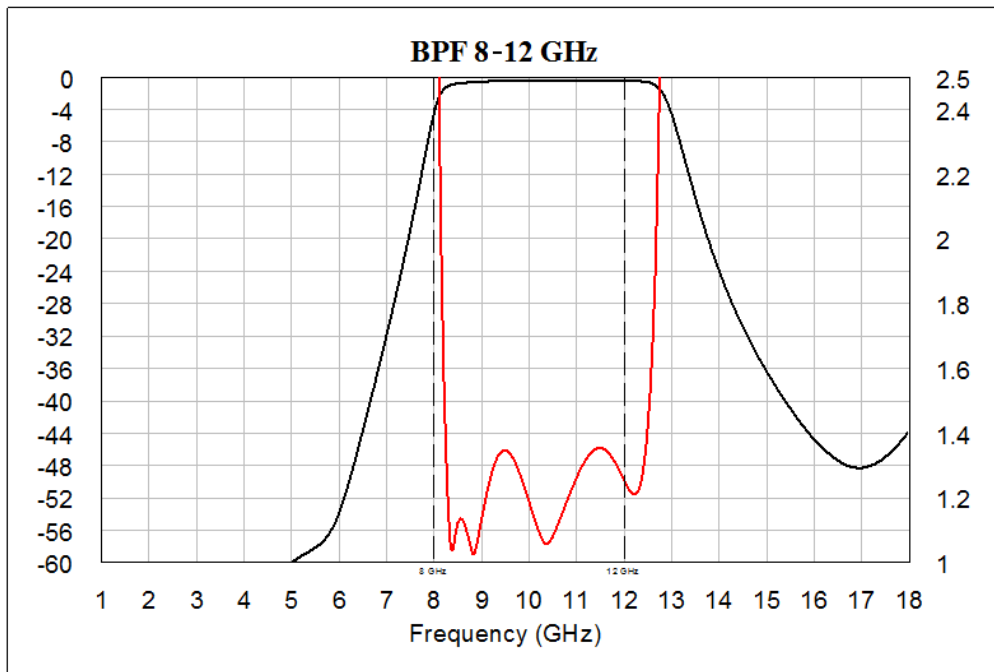


Рис. 8. Результаты моделирования дополнительных канальных фильтров

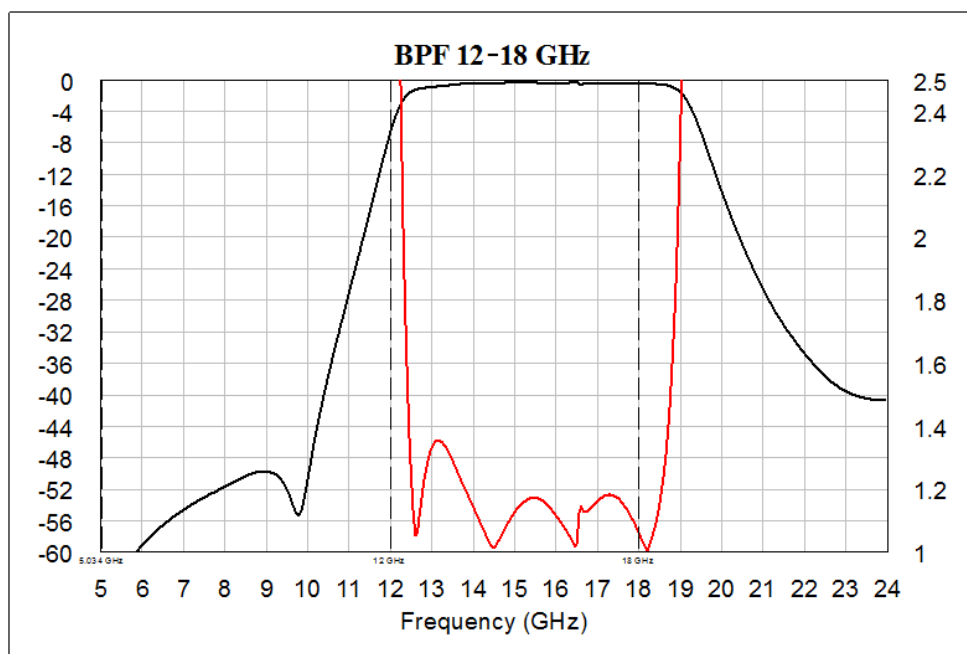


Рис. 9. Результаты моделирования дополнительных канальных фильтров

Результаты измерений основных параметров мультиплексера с дополнительными канальными фильтрами приведены на рис.10.

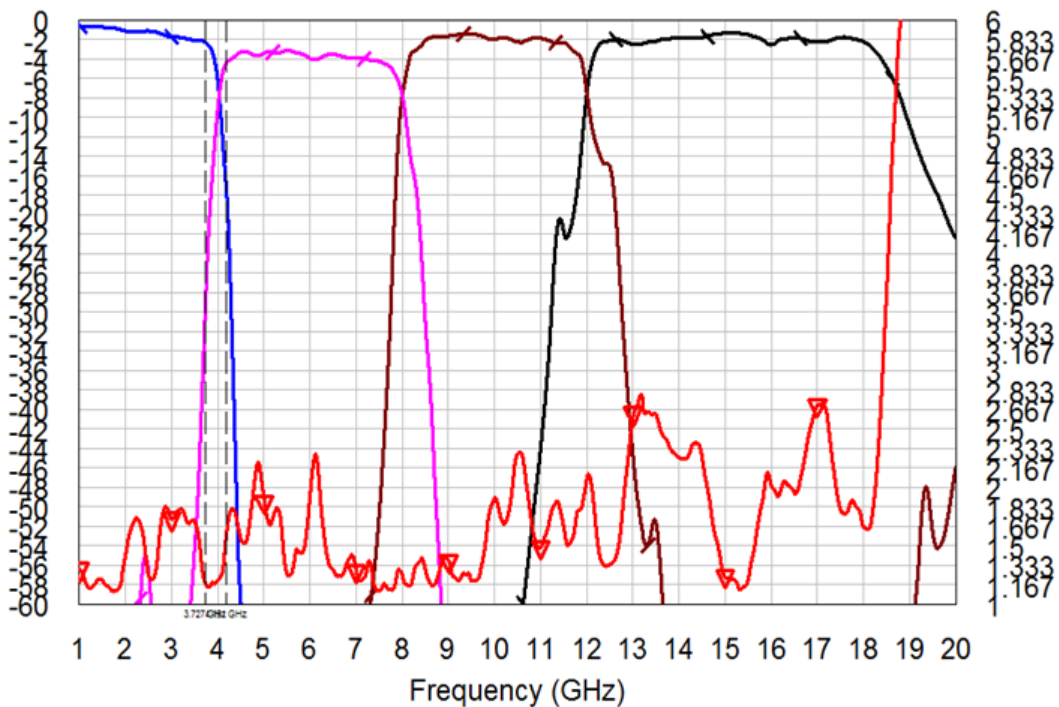


Рис. 10. Результаты измерений основных параметров мультиплекера с дополнительными канальными фильтрами

КСВ(Н) выходов мультиплекера с дополнительными канальными фильтрами в полосе пропускания каналов не превышает минус 3,5.

На рис. 11 представлена фотография мультиплекера без дополнительных фильтров и мультиплекера с дополнительными канальными фильтрами.



Рис. 11. Фотография мультиплекера без дополнительных фильтров и мультиплекера с дополнительными канальными фильтрами

Выводы

При разработке и моделировании мультиплексера специалистами АО «ЦКБА» г. Омска отработаны технологические процессы, позволяющие в короткие сроки получить опытные образцы диплексеров и в случае необходимости провести коррекцию топологий плат для серийного производства, а также приобретен опыт моделирования, позволяющий разрабатывать и изготавливать многоканальные мультиплексеры СВЧ диапазона по ТЗ заказчика.

УДК 621.385.6

УМЕНЬШЕНИЕ ПЛОЩАДИ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ В МНОГОСЛОЙНОМ ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

REDUCING THE AREA OF INDUCTIVE COILS IN MULTILAYERED INTEGRAL EXECUTION

Д. А. Борейко, А. С. Валенко

Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия

D. A. Boreyko, A. S. Valenko

Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Аннотация – Исследованы возможности уменьшения площади катушек индуктивности в многослойном интегральном исполнении. Рассмотрены конструкции интегральных катушек индуктивности в виде 3D П-образной спирали с расположенными внутри дополнительными витками, подключенными сонаправленно или разнонаправленно к внешним виткам. Получены графики частотных зависимостей электрических характеристик исследуемых конструкций и проведен сравнительный анализ.

Ключевые слова – интегральная катушка индуктивности, уменьшение площади, частота собственного резонанса, электромагнитный анализ.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-39-47

I. Введение

В настоящее время активно разрабатываются частотно-селективные устройства для работы в СВЧ-диапазоне. Одним из наиболее целесообразных способов их реализации является многослойное интегральное исполнение, при котором пассивные элементы выполнены в объеме подложки [1].

Интегральные LC-фильтры имеют ряд преимуществ перед другими типами электрических фильтров, в том числе широкий диапазон рабочих частот и реализуемых полос пропускания. В предыдущих исследованиях [2] нами были представлены способы уменьшения площади интегральных конденсаторов, которые, как правило, занимают значительную пло-

щадь в интегральном фильтре. Однако задача уменьшения площади каждого индуктивного элемента является не менее значимой.

В исследованиях [3] показано, что наиболее рациональным вариантом реализации интегральных катушек индуктивности является их представление в виде 3D П-образной спирали. Данная конструкция имеет наибольший диапазон рабочих частот, высокую добротность и удобна для масштабирования.

При этом добротность интегральных катушек индуктивности имеет существенно меньшее значение по сравнению с интегральными конденсаторами и зависит от многих конструктивных параметров. Среди этих параметров можно отметить межвитковую паразитную емкость, ширину и толщину проводящего слоя, удаленность от заземленных экранов и пр. [4]. Это обуславливает сложность поиска оптимальной конструкции и накладывает серьезные ограничения на параметры проектируемой катушки индуктивности.

II. Постановка задачи

Одним из очевидных и часто применяемых способов уменьшения площади интегрального индуктивного элемента является увеличение количества слоев, в которых он реализован. Однако при наличии ограничений по количеству слоев, а также по габаритным характеристикам устройства этого бывает недостаточно.

В целях повышения добротности может быть увеличена как ширина проводников в витках, так и расстояние от крайних витков катушки до внешних металлизированных поверхностей, обеспечивающих экранирование конструкции. При сохранении той же площади элемента выполнение данных условий в первом случае влечет за собой уменьшение индуктивности каждого витка, а во втором - уменьшение суммарной длины проводников в катушке. Это приводит к необходимости увеличения площади катушки индуктивности, что обуславливает увеличение габаритных размеров всего фильтра.

Таким образом, целью данной работы является поиск возможностей уменьшения площади интегральной катушки индуктивности без снижения номинального значения и резонансной частоты и без значительного ухудшения добротности за счет модификации известных конструкций индуктивных элементов.

III. Теория

Проведенные в работе [4] исследования показали, что наиболее целесообразным при проектировании интегральных устройств является применение катушек индуктивности, представляющих собой трехмерные спирали из расположенных на разных слоях и соединенных между собой переходными отверстиями сегментов одинаковой конфигурации. При этом для достижения высоких значений таких электрических параметров, как частота собственного резонанса и добротность, необходимо использовать П-образные сегменты с одинаковыми размерами длины и ширины витков [3]. Конструкция подобных многослойных интегральных индуктивных элементов приведена на рис. 3 (а).

Основным недостатком конструкции 3D П-образной катушки является неэффективное использование площади. На рис.1 представлена топология катушки с обозначением ее геометрических параметров. Серым цветом отмечена неиспользуемая площадь, заключенная внутри ее витков.

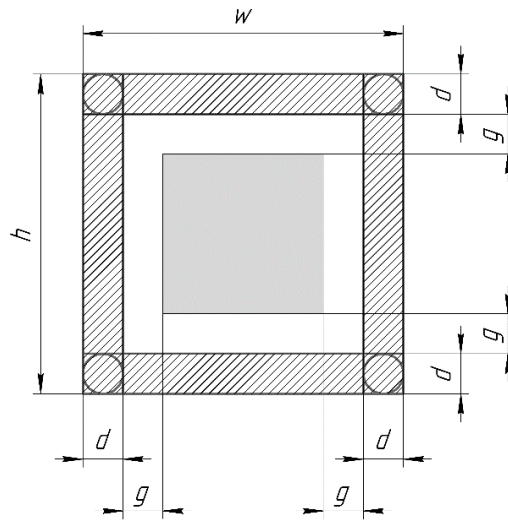


Рис. 1. Топология традиционной конструкции интегральной катушки:
 w – ширина катушки, h – длина катушки, d – ширина проводников обмотки
 и диаметр переходных отверстий, g – технологический зазор

Площадь неиспользуемой области S' может быть определена по следующей формуле:

$$S' = [w - 2(d + g)][h - 2(d + g)]. \quad (1)$$

Формула (1) показывает, что увеличение разницы между шириной (или длиной) катушки и шириной проводников обмотки приводит к увеличению неиспользуемой площади. Учитывая, что с ростом номинального значения индуктивности катушки ширина проводников обмотки и технологические зазоры остаются постоянными, а изменяются лишь ее ширина и длина, можно сделать вывод, что при реализации больших номинальных значений индуктивности большая часть занимаемой катушкой площади не используется.

В качестве решения этой проблемы в данной работе предлагается применение дополнительных витков, расположенных внутри катушки. Такой подход позволяет использовать площадь внутри катушки индуктивности и при этом увеличить суммарную длину проводников для увеличения номинального значения индуктивности. Это способствует уменьшению занимаемой элементом площади, так как по сравнению с известной конструкцией для ее реализации требуется меньшая длина и ширина витка. Изображение топологии предлагаемой конструкции приведено на рис. 2.

Однако стоит учитывать некоторые положительные и отрицательные эффекты, соответствующие данной конструкции.

Во-первых, наряду с увеличением общей протяженности проводников происходит возникновение дополнительной межвитковой паразитной емкости между рядом идущими про-

водниками, что может отрицательно сказаться на частоте собственного резонанса элемента (влияет на диапазон рабочих частот) и его добротность. Во-вторых, между внешними и внутренними витками возникает взаимная индуктивность, которая в зависимости от направления тока в витках может увеличивать или уменьшать общую индуктивность элемента.

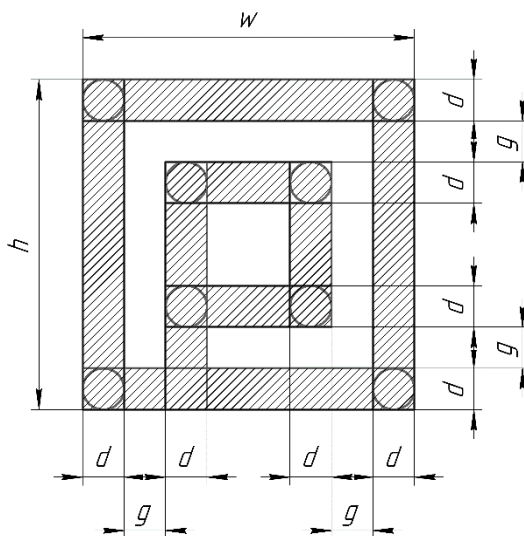


Рис. 2. Топология конструкции катушки с дополнительными внутренними витками

Так как учесть влияние данных факторов на электрические характеристики интегральной катушки индуктивности в аналитическом виде достаточно сложно, рациональным решением задачи является применение численных методов для проведения электромагнитного моделирования.

Для обеспечения сонаправленного или разнонаправленного течения тока во внешних и внутренних витках необходимо использовать разные способы их подключения друг к другу, которые представлены на рис. 3 (б) и рис. 3 (в) соответственно.

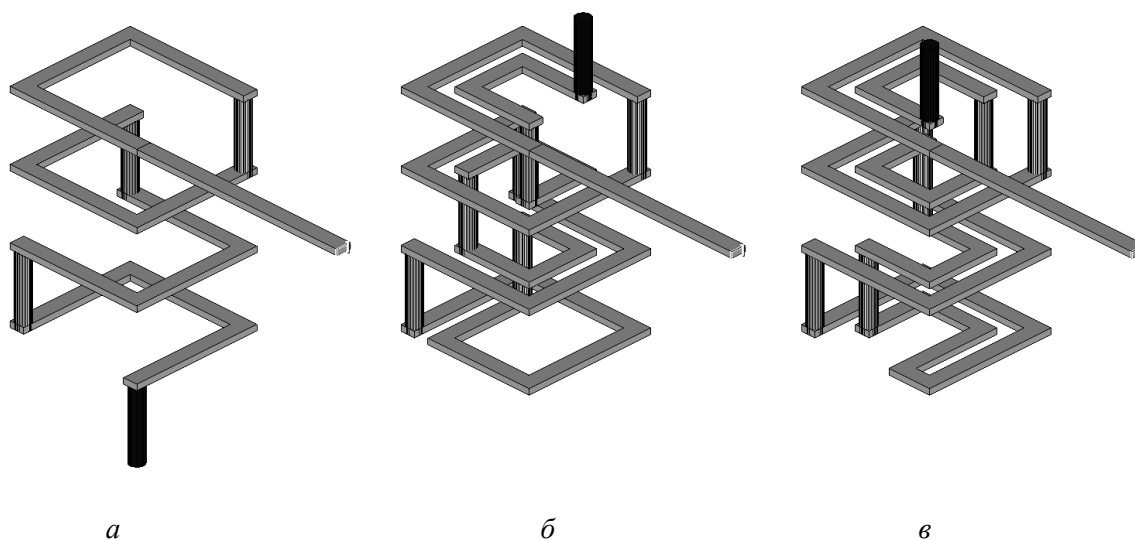


Рис. 3. Примеры конструкций (конфигураций) интегральных 3D П-образных катушек индуктивности: простая (а), сонаправленная (б) и разнонаправленная (в)

Так как при проектировании многослойных интегральных устройств может представлять интерес любая из представленных на рис. 3 конструкций, в том числе с точки зрения взаимного расположения интегральных элементов с минимальным влиянием друг на друга, необходимо провести моделирование каждого варианта конструкции с последующим сравнительным анализом полученных электромагнитных характеристик.

IV. Результаты экспериментов

Исследование параметров катушек индуктивности проводилось при помощи специализированной САПР путем проведения электромагнитного анализа их конструкций, позволяющего получить значения электрических характеристик данных элементов. При сопоставлении представленных конфигураций катушек учитывались такие параметры, как частота собственного резонанса и добротность.

Для корректности сравнения номинальные значения индуктивности, количество слоев реализации катушек, расстояния до внешних экранирующих плоскостей, диаметры переходных отверстий, а также технологические зазоры выбраны одинаковыми.

Список электромагнитных свойств и конструктивных параметров топологии может быть представлен следующим образом:

- материал диэлектрика - керамическая подложка (диэлектрическая проницаемость $\epsilon=7,8$, толщина 96 мкм),
- материал проводников – серебряносодержащая паста,
- зазор/проводник – 200 мкм,
- диаметр переходных отверстий – 200 мкм.

Сравнение значений площади известной и предлагаемых конфигураций проводилось для катушек с номинальным значением 15 нГн и более, так как катушки с номинальным значением меньше указанного обладают слишком малой площадью, что не позволяет разместить внутри них дополнительные витки.

Поскольку в ВЧ- и СВЧ-диапазонах индуктивность катушек, применяемых в LC-фильтрах, как правило, не превышает 100 нГн, в данной работе рассмотрены две группы катушек со следующими номинальными значениями индуктивности: от 15 до 30 нГн, от 50 до 100 нГн. В первой группе исследовались простая, сонаправленная и противоположно направленная 4-слойная а также простая 8-слойная конфигурации 3D П-образных катушек индуктивности. Во второй группе все конфигурации были построены как в 4, так и в 8 слоях.

Так как реализация индуктивности более 250 нГн ранее считалась нецелесообразной ввиду слишком большой занимаемой площади [4], то отдельно рассмотрены катушки номиналом 300 нГн с целью оценки возможностей реализации больших номиналов. При этом рассмотрена также конфигурация с размещением внутри катушки дополнительных витков двойной вложенности. Расчетная частота всех катушек индуктивности была принята равной 100 МГц (частота, на которой измерялась номинальная индуктивность).

На рис. 4 и 5 соответственно приведены частотные зависимости номинального значения индуктивности (показывает положение частоты собственного резонанса) и добротности одной из катушек. Горизонтальной штриховой линией на рис. 4 обозначен уровень 75 нГн (номинальная индуктивность на частоте 100 МГц).

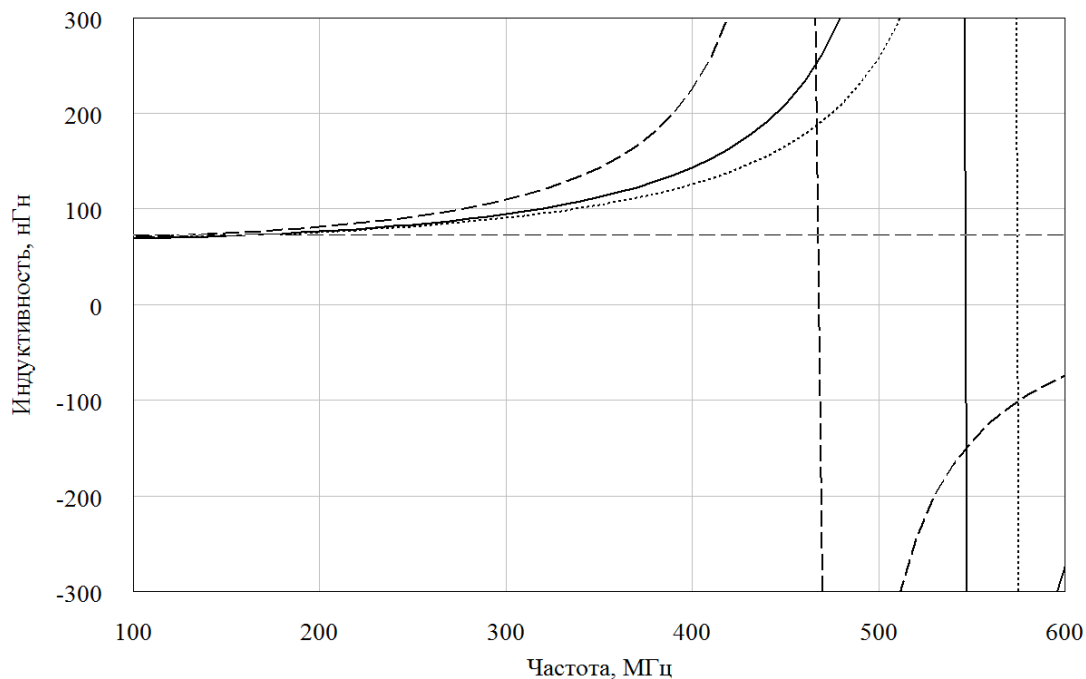


Рис. 4. Частотная зависимость номинального значения интегральной катушки с индуктивностью $L = 75$ нГн, выполненной в 8 слоях:

- простой конструкции,
- - - противоположно направленной конструкции,
- сонаправленной конструкции

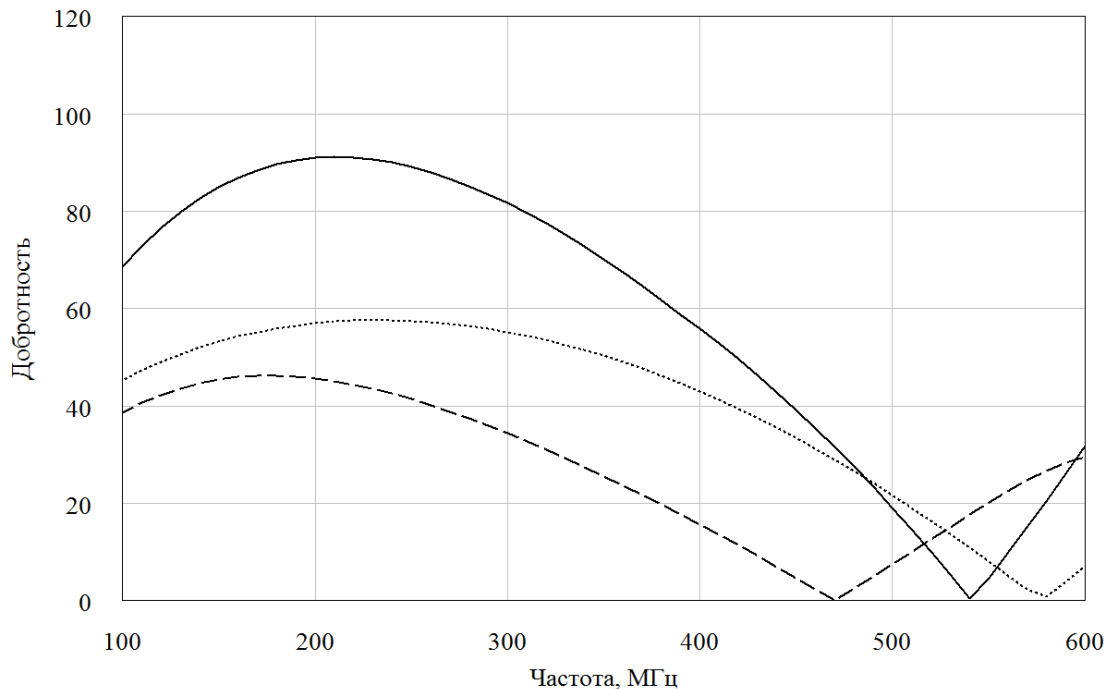


Рис. 5. Частотная зависимость добротности интегральной катушки с индуктивностью $L = 75$ нГн, выполненной в 8 слоях:

- простой конструкции,
- - - противоположно направленной конструкции,
- сонаправленной конструкции

В табл. 1 приведены электрические параметры исследованных конструкций с индуктивностью от 15 до 100 нГн. Простая конфигурация соответствует рис. 3 (а), сонаправленная – рис. 3 (б), разнонаправленная – рис. 3 (в).

Добротность на расчетной частоте соответствует добротности, измеренной на 100 МГц.

Таблица 1

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНДУКТИВНОСТЕЙ ОТ 15 ДО 100 НГН

Индуктивность, нГн	Число слоев	Конфигурация	Занимаемая площадь, мм ²	Резонансная частота, МГц	Добротность на расчетной частоте	Максимальная добротность
15	4	простая	3,06	1364	44	82
15	4	разнонаправленная	2,40	1445	33	63
15	4	сонаправленная	1,96	1527	35	67
15	8	простая	0,81	1999	39	85
30	4	простая	8,12	765	47	67
30	4	разнонаправленная	5,52	765	34	50
30	4	сонаправленная	3,42	928	44	69
30	8	простая	1,56	1165	53	89
50	4	простая	20,25	465	46	59
50	4	разнонаправленная	12,25	450	33	40
50	4	сонаправленная	6,76	565	50	65
50	8	простая	2,89	756	64	92
50	8	разнонаправленная	3,06	665	40	55
50	8	сонаправленная	2,10	762	39	55
75	4	простая	36,00	347	43	47
75	4	разнонаправленная	20,25	335	32	35
75	4	сонаправленная	10,56	426	50	57
75	8	простая	4,84	547	68	91
75	8	разнонаправленная	4,84	468	39	46
75	8	сонаправленная	2,72	574	45	58
100	4	простая	55,50	277	20	31
100	4	разнонаправленная	30,25	266	30	32
100	4	сонаправленная	15,60	337	50	57
100	8	простая	7,02	436	72	89
100	8	разнонаправленная	7,02	354	37	42
100	8	сонаправленная	3,42	481	49	64

Из табл. 1 видно, что применение конфигурации с сонаправленными внутренними витками является более выгодным по сравнению с конфигурацией с разнонаправленными внутренними витками, поэтому для исследования индуктивностей 300 нГн будет рассматриваться только первый вариант. В табл. 2 представлены значения характеристик для этих индуктивностей. Конфигурация, обозначенная как «сонаправленная x2», представляет собой катушку индуктивности с размещенными внутри нее дополнительными сонаправленными витками двойной вложенности.

Таблица 2

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНДУКТИВНОСТЕЙ 300 НГН

Индуктивность, нГн	Число слоев	Конфигурация	Занимаемая площадь, мм ²	Резонансная частота, МГц	Добротность на расчетной частоте	Максимальная добротность
300	8	простая	37,82	163	44	45
300	8	сонаправленная	11,22	182	51	49
300	8	сонаправленная x2	8,12	197	45	45
300	12	простая	13,32	194	68	68
300	12	сонаправленная	5,06	218	43	43
300	16	простая	6,76	228	81	82
300	16	сонаправленная	3,42	226	35	36

V. Обсуждение результатов

Из данных, представленных на рис. 4 и в табл. 1, 2, видно, что наибольшим значениям частоты собственного резонанса соответствует конфигурация 3D П-образной катушки индуктивности с сонаправленными дополнительными внутренними витками, а минимальным значениям – конфигурация с разнонаправленными дополнительными внутренними витками.

Из анализа рис. 5 и табл. 1, 2 можно сделать вывод, что самыми высокими значениями как максимальной добротности, так и добротности на расчетной частоте обладает простая конструкция 3D П-образной катушки. Добротности катушек индуктивности с сонаправленной и разнонаправленной конфигурацией ниже, но при этом в большинстве случаев не опускаются до значений менее 40, что позволяет судить о возможности их применения. Также видно, что использование конфигурации с сонаправленными внутренними витками является предпочтительной.

Кроме того, конфигурация с вложенными обмотками занимает значительно меньшую площадь в сравнении с простой, что позволяет добиться индуктивности 300 нГн и выше, используя сравнительно небольшой по площади участок, то есть открывает возможность создания интегральных индуктивностей значительно больших номиналов при сохранении габаритов конструкции.

VI. Выводы и заключение

Исходя из данных, представленных в табл. 1 и 2, можно сделать следующие выводы:

1. Применение в интегральных 3D П-образных катушках индуктивности внутренних сонаправленных витков приводит к значительной экономии площади, занимаемой конструкцией (до 72%).

2. Введение внутрь интегральных 3D П-образных индуктивных элементов дополнительных сонаправленно подключенных витков увеличивает их резонансную частоту (до 22%). При этом добротность сонаправленной конфигурации по сравнению с простой может как уменьшаться (на величину до 39%), так и увеличиваться (на величину до 150%) в зависимости от номинального значения индуктивности и числа слоев, однако в большинстве случаев не уменьшается менее 40.

3. Использование внутренних разнонаправленных витков в интегральных 3D П-образных катушках нецелесообразно, поскольку, несмотря на некоторое уменьшение площади конструкции оно ведет к снижению и резонансной частоты, и добротности.

4. Применение нескольких сонаправленных вложенных обмоток ведет к дальнейшим увеличениям показателей резонансной частоты интегральной катушки индуктивности и экономии площади, занимаемой ей.

В результате выполнения данной работы была предложена конструкция многослойной интегральной катушки индуктивности, использование которой позволяет уменьшить площадь, занимаемую индуктивными элементами в интегральных LC-фильтрах. При этом данные катушки индуктивности при допустимом снижении показателя добротности обладают более широким диапазоном рабочих частот.

Список литературы

1. Вендик И. Б., Холодняк Д. В., Симин А. В. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига // Компоненты и технологии. 2005. Вып. 5. С. 190–196.

2. Борейко Д. А. Исследование влияния конструктивных параметров на характеристики интегральных конденсаторов // Техника радиосвязи. 2014. Вып. 2 (22). С. 91–100.

3. Борейко Д. А. Исследование параметров индуктивностей в виде 3D П-образной спирали с различным коэффициентом перекрытия витков // Омский научный вестник. 2015. Вып. 1 (137). С. 176–180.

4. Борейко Д. А., Дьяченко Т. С., Тюменцев А. И. Исследование параметров катушек индуктивности, выполненных по LTCC технологии // Техника радиосвязи. 2012. Вып. 17. С. 73–83.

5. Борейко Д. А., Тюменцев А. И. Улучшение параметров элементной базы в интегральном исполнении // Электроника и микроэлектроника СВЧ: доклады IV Всерос. конф. 2015. Т. 2. СПб: СПбГЭТУ, 2015. С. 69–73.

6. Bahl Inder. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits // Artech House. 2003. 488 p.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ СВЧ

GENERAL CHARACTERISTICS OF MICROWAVE ELECTRONICS MODELS

А. Г. Вдовиченко, А. Н. Карпук

АО «ГосМКБ «Радуга» и.м. А.Я. Березняка», Дубна, Россия

A.G. Vdovichenko, A.N. Karpuk

«RADUGA STATE MACHINE-BUILDING DESIGN BUREAU JOINT STOCK COMPANY»

Аннотация – В данной статье представлена общая концептуальная модель интерференционных и дифракционных явлений, нелинейной композиции волн и колебаний в сверхскоростных изделиях электронной техники; приведены исходные общие сведения об электрической природе и динамике механизма совместного функционирования дискретных электронных приборов (ЭП) и степени взаимодействия между ними в конструкции.

Ключевые слова – электромагнитное поле, дискретные электронные приборы, электронная волновая цепь, электронная СВЧ техника, математическое моделирование.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-48-54

Введение

Пространственно-распределенные объекты не со всех сторон ограничены отражающими поверхностями и представляют собой открытые волноведущие структуры, в которых дискретные электронные приборы (ЭП) расположены периодически на одинаковом или разном расстоянии друг от друга. Они объединены в единое целое гальванической (или кондуктивной) и электромагнитной (ЭМ) или полевой связью (т.е. излучением) [1–4], так как часть силовых линий электрического поля выходит из их конденсаторного межэлектродного пространства. Кроме того, в случае регулировки энергетического состояния каждого ЭП существенную роль играют инерционность его реакции, свойства наведенного и конвекционного тока, когерентность (т.е. согласованность) композиции ЭМ-волн и направленного движения микрочастиц в различных средах. При этом проводники постоянного тока самопроизвольно формируют амплитудно-зависимые «положительные» и (или) «отрицательные» полевые обратные связи ЭП. Следовательно, в изделиях коррелированно циркулируют амплитудно-зависимые токи проводимости и смещения, а мгновенное напряжение на вводах и выводах заметно меняется за время дрейфа зарядов. Одновременно начальные и граничные условия в различных точках объекта являются многозначной функцией интенсивности ЭМ-поля.

В результате уменьшения геометрических размеров, применения новых проводящих, полупроводниковых и диэлектрических материалов, выбора более рациональной конструкции удастся создавать миниатюрные приборы с электростатическим управлением электронным потоком, не меняя принципов действия, способные работать вплоть до терагерцевого

(ТГц) диапазона частот [5, 6]. Однако проблема оптимизации связей в электронных сверх-скоростных системах не изучена до сих пор. Кроме того, явления интерференции и дифракции волн перераспределяют заряды на электродах и проводниках питания ЭП, дополнительно изменяют напряженность суммарного поля, действующего на носители тока в каждой точке открытых структур. Соответственно в них варьируется способность электрической компоненты поля совершать работу по перемещению микрочастиц. Таким образом, при исследовании кратковременного взаимодействия электронов и ЭМ-поля необходимо одновременно знать законы распределения потенциала и тока в соединениях изделий когерентной радио-, микро- и наноэлектроники. Большинство известных математических моделей подобных объектов основаны либо на принципе независимости действия и численном решении дифференциальных уравнений, графическом анализе, либо компьютерном расчете колебательных электрических процессов методом фазовой плоскости [7, 8]. Однако они позволяют установить только качественное соответствие между типом ЭП, схемой включения и его реакцией даже на заданное гармоническое воздействие. Дело в том, что свойства каждой такой конструктивной единицы в ЭМ-поле характеризуются композицией амплитудно-зависимых функций различного вида и их производных, что не дает возможность первоначально применить программы машинного анализа переходных процессов, прогнозировать стационарные и неустойчивые энергетические состояния. Кроме того, возникает непростая проблема перехода, например, от естественных синергетических принципов к количественным соотношениям. Поэтому для теоретической электротехники не меньший интерес представляют и вопросы собственно формирования новых моделей таких неравновесных систем, так как для однозначного решения задач планирования компоновки и прогнозирования свойств их когерентной структуры недостаточно исходной информации [9]. Существующие модели аналоговых и цифровых устройств построены на чрезмерных идеализациях и упрощениях, отдельном рассмотрении свойств ЭП и соединений, без одновременного учета влияния инерционности генерации и рекомбинации носителей тока, накопления и обмена ЭМ-энергией компонентами в ходе ее транспортировки. Они носят относительно универсальный характер и решают достаточно общие задачи, но игнорируют изменение интенсивности сигналов, требование коллинеарности векторов скорости зарядов и напряженности поля. В частности, теория нелинейных электрических цепей применяет следующее предположение [10]: «Хорошо известно, что при постоянном напряжении на входе цепи ток в ней будет иметь синусоидальную форму с частотой $\omega = (LC)^{-1/2}$ ». Тогда синтез автогенератора рассматривается как составление дифференциального уравнения второго порядка или формирование соответствующего аттрактора и полностью соответствует синергетике [8]. При этом первоначальный ответ на вопрос о возможности самовозбуждения цепи, состоящей из линейных энергоемких пассивных элементов, – положителен, и только наличие потерь энергии в реальных индуктивностях и емкости препятствует этому [5]. В то же время причиной возникновения автоколебаний считается импульс энергии (тока, напряжения), заключенный в сгустке электронов, проходящем через резонаторную систему в момент включения источника питания [1]. Расчет открытого и закрытого состояний логического устройства осуществляется с помощью булевой

алгебры или линейных уравнений его макромоделей и вольт-амперной характеристики (ВАХ) в виде ступенчатой функции [3]. В качестве вентиля рассматриваются тиристоры, замещаемые идеальными ключами без конкретизации влияния и топологических особенностей схем управления ими [12]. Вместе с тем, в классической теории цепей вспомогательные элементы коммутации не способны запасать или преобразовывать электрическую энергию [11]. Кроме того, при таком представлении ЭП по определению не обладают сопротивлением, емкостью или индуктивностью, а процессы в них – не соответствуют закону сохранения энергии и реальной действительности. С другой стороны, большинство методологий моделирования не ориентировано на проектирование конструктивно-технологического (КТ) исполнения разнообразных по назначению групп ЭП. Например, в ходе идентификации и диагностики моделей интеллектуальных систем на основе адаптивных наноматериалов пренебрегают многовариантной реакцией внешней цепи, образованной траверсами, диэлектрическими втулками и другими деталями конструкции матриц туннельных диодов, а когерер считают элементом сети СВЧ-диапазона [8]. Превалирующая в настоящее время тенденция компьютерными моделями и машинными методами проектировать новую СВЧ- и сверхскоростную аппаратуру не позволяет осуществить одновременно синтез структуры и внешней формы узлов с инженерно-технической точки зрения и практики. Следовательно, в каждом конкретном случае разработчику электротехнических и электронных устройств приходится рассчитывать на собственную изобретательность, опыт, интуицию и сведения об общих свойствах некоторых классов цепей [1–6]. В рамках понятий математического моделирования он осуществляет поиск операторов, которые в символьной форме связывают входные и выходные переменные состояния [6, 7]. Поэтому в современной радиоэлектронной аппаратуре, имеющей одно-, двух- и трехмерную топологию кондуктивных соединений, рост частоты и мощности ЭМ-колебаний сопровождается снижением суммарной энергоэффективности ЭП, КПД генераторов и усилителей, бесполезным расходом тока источников питания, неконтролируемым излучением и нагревом изделий. В частности, требования повышения быстродействия и минимизации потребляемой энергии вентилями считаются противоречивыми при цифровой обработке информации счетно-решающими устройствами [5-8], а выходную мощность активных компонентов аналоговой СВЧ-техники увеличивают «последовательным» и «параллельным» включением по постоянному току сверхбыстродействующих диодов, транзисторов и микроламп. Кроме того, например, единственный технически доступный вариант вывода энергии поля ТГц-диапазона, генерируемой резонансно-туннельным диодом (РТД), реализуется с помощью полевой связи наноприбора и полезной нагрузки [8-9]. Следовательно, для смежных областей науки и техники (радио-, микро- и наноэлектроники) общими являются следующие три научно-технические проблемы, характерные для электротехники и радиотехники:

- 1) генерирование ЭМ-поля и возбуждение сигналов, несущих информацию;
- 2) неискаженная передача и перенос возмущенного поля вдоль проводников и без них через среду, окружающую ЭП;
- 3) эффективное преобразование энергии поля и его возмущений (сигналов) в разделенных между собой дискретных ЭП.

Одновременное решение этих вопросов заключается в том, что при миниатюризации компонентов и (или) оптимизации габаритов подобных решеток, приборы интегрировать друг с другом в ЭМ-поле, электрически управляя его интенсивностью, создавать когерентные и резонансные упорядоченные структуры на достигнутом сегодня уровне развития техники и технологий. В этом случае модернизацию связей следует проводить в соответствии с периодом колебаний распределения заряда и потенциала поля, учетом энергии сигналов, несущих информацию и воздействующих на ЭП, а не только возможностями современного производства аппаратуры. Минимизация токопотребления и энергетических потерь открытого объединения ЭП достигается путем совмещения этапов проектирования его внутреннего устройства и наружной формы, которая определяется первичным функциональным назначением и оснащением объекта. В настоящее время эти характеристики изделий электронной техники могут противоречить друг другу.

Теория

Для получения количественных соотношений искомой реакции и тестирования расчетов топологии строения перечисленного ранее оборудования, его предлагается рассматривать в трактовке элементарных частиц, обладающих зарядом, и ЭМ-поля как единого целого – особого вида материи, принятой в радиоэлектронике и электротехнике, воспользовавшись аналитическими способами анализа нелинейных колебательных и волновых процессов [6]. Вместе с тем не исключается возможность объяснения туннельного эффекта, энергетических (или потенциальных) диаграмм кристаллических структур в сильном электрическом поле на основе корпускулярно-волнового дуализма электронов при моделировании вакуумных микроэлектронных ИС с автоэмиссионными катодами и наноэлектронных приборов таких, как РТД и транзисторы [7-9].

С другой стороны, скоординированный учет времени движения материи и ее частиц (электронов и ионов), токов проводимости, смещения и переноса в фрагментах, составляющих единую конструкцию, обязывает применить известные базовые положения математического моделирования приборов и устройств микроволнового и оптического диапазона методами теоретической электротехники и концепций синергетики [10,11]. В подобных изделиях выполняется принцип непрерывности тока и поля в пространстве, учитывается инерционность изменения их величины [6]. В частности, отличительной особенностью генераторов СВЧ является конечность времени пролета и амплитудная зависимость фазы потока электронов. Эти параметры характеризуют модуляцию скорости и объемной плотности свободных зарядов, одновременное влияние постоянного и переменного напряжения между электродами при воздействии ЭП друг на друга и нагрузку [11]. Одновременно изучаемые открытые объекты обладают обоими «..фундаментальными свойствами синергетических систем». Во-первых, в них обязательно присутствует обмен энергией с внешней средой. Во-вторых, неременная когерентность поведения диодов, транзисторов, микроламп и т.п. Поэтому интеграцию сверхбыстродействующих ЭП предполагается рассматривать как нелинейную электрическую цепь с распределенными параметрами и электронную волновую цепь (ЭВЦ). Новая теория ЭВЦ, созданная для однозначного нахождения условий «самоорганиза-

ции» взаимодействующей периодической либо неэквидистантной совокупности одинаковых или разных ЭП, решает проблему эффективного энергопотребления подобных фрактальных объектов. Известно, что синонимом понятия «самоорганизация» является упорядочение [12]. Фракталы – это геометрические объекты (линии, поверхности, тела), имеющие сильно изрезанную структуру и обладающие свойством самоподобия в ограниченном масштабе [6]. При этом металлические, полупроводниковые и диэлектрические части токонесущих тел, другие детали и узлы конструкции рассчитываются методами теории электромагнетизма. Затем они замещаются различными идеализированными цепями (зависящими от конфигурации и размеров компонентов), изображающими графически (графами и другими электрическими «чертежами» [5, 6]) внутреннее устройство фрагментов в ЭМ-поле. Тогда первоочередные задачи идентификации и диагностики математической модели синергетической общности ЭП как ЭВЦ состоят в теоретическом и экспериментальном определении вида и количественных характеристик операторов [3, 4]. При этом предполагается, что на нелинейную цепь можно осуществлять гармонические тестовые воздействия разной интенсивности, рассчитывать или измерить отклики на них.

Второй этап идентификации когерентной структуры комплекса ЭП на основе построения уравнений состояния ЭВЦ – это анализ флюктуаций амплитуды и фазы потенциала и заряда вдоль одномерных участков цепи. Дело в том, что вариация ее режима меняет интенсивность прямого и обратного воздействий, свойства контуров, схему соединения ветвей и включения источников. Последующий расчет в символьном виде стационарных характеристик граничных ЭП соответствует определению критериев обмена энергией между электрическим полем и заряженными частицами. Конечной целью такого электротехнического моделирования изделий электронной техники является структурно-параметрический и конструктивный синтез геометрии гальванических связей, направленный на оптимизацию конфигурации подобных динамических систем.

В свою очередь, синтез и верификация математических моделей открытых материальных объектов, создание инженерного алгоритма расчета их деталей и узлов совместно определяют обязательность получения формульных соотношений, символьный анализ суммарных режимов приборов в явной форме. Прогнозирование совместного синергетического поведения диодов и транзисторов в общем ЭМ-поле, например, при масштабировании ИС, позволяет одновременно увеличить плотность размещения компонентов и рабочий диапазон частот, уменьшить потребление ими электрической энергии. В ходе изучения системы ЭП следует наглядно демонстрировать необходимость аналитического вычисления инерционности реакции фрагментов, непропорциональной воздействию.. В этом случае проектирование электронной техники СВЧ и сверхскоростной аппаратуры с учетом «коллективного» функционирования, интерференции и дифракции при сохранении принципа действия ЭП составляет задачу физической и технической реализации схем замещения изделий на основе теории и практики ЭВЦ. Эффективная реализация подобных приборов и устройств предполагает согласованность всех её этапов, что требует рациональной организации общей процедуры расчетов движения и перераспределения зарядов, диагностических экспериментов резонансных и нелинейных явлений в них. В таком контексте проводимое исследование является ло-

гическим продолжением и конкретизацией математического моделирования волновых процессов, основы которого изложены в [7-9]. Кроме того, различные аспекты выше упомянутых проблем рассматриваются также в прикладной синергетике, радиотехнической электродинамике, теории фракталов и т.д. [4-6].

В связи с вышеизложенным объектом изучения является электрическое строение открытых изделий когерентной электроники. В этом случае предмет исследования – методология математического моделирования единого множества дискретных ЭП, взаимодействующих друг с другом, идеализированной разветвленной электронной цепью на основе законов сохранения (баланса) энергии и количества электричества [8, 9]. Такая технология соответствует современной концепции теоретической электротехники, учитывающей сам процесс организации получения обоснованных схем замещения, ясному представлению их возможности, оценке погрешности приближенных аналитических формул на основе строгих определений параметров. Тогда цель и задачи методологии – это формализация и алгоритмизация построения исходной и расчетной модели амплитудно-зависимой композиции волн, топологии пути совместной циркуляции постоянного и переменного токов в системе сверхбыстродействующих ЭП, формирование основ теории нелинейной цепи с распределенными параметрами и ЭВЦ.

Выводы

Таким образом, представлена концептуальная модель синергии интерференционных и дифракционных явлений, нелинейной композиции волн и колебаний в сверхскоростных изделиях электронной техники; приведены исходные общие сведения об электрической природе и динамике механизма совместного функционирования дискретных ЭП, значении вида и степени взаимодействия между ними в конструкции электронной техники СВЧ; рассмотрено влияние местоположения и электрофизических свойств отдельного прибора в нестационарной системе, конфигурации когерентной пространственной структуры, образованной упорядоченным фрактальным множеством направленно и связано движущихся свободных зарядов в ЭМ-поле открытых объектов.

Список литературы

1. Волощенко П. Ю., Спиридонов Б. Г. Моделирование поля излучения фрагмента ИС // Информационное противодействие угрозам терроризма. Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2005. № 4. С. 205–208.
2. Bayraktaroglu B., Shin H. D. High-power 60 GHz monolithic GaAs impatt diodes // Electronics Letters. 1986. Vol. 22. no. 10. P. 562–563.
3. Carl B. Falcon. Controlling EMI in a high-speed ASIC design // Embedded Systems Europe. 2003. Vol. 7, no. 54. P. 36–38.
4. Волощенко П. Ю., Волощенко Ю. П. Моделирование нелинейных волновых процессов в контактных соединениях нанoeлектронных приборов // Нанотехнологии 2012: труды Междунар. науч.- техн. конф., 25-29 июня 2012. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. С.39–41.

5. Пожела Ю. Физика быстродействующих транзисторов. Вильнюс: Мокслас, 1989. 264 с.
6. Абрамов И. И., Баранов А. Л., Коломейцева Н. В., Климович А. Г., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование разнообразных устройств наноэлектроники // Нанотехнологии 2012: труды Междунар. науч.- техн. конф., 25-29 июня 2012. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. С 48–49.
7. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ / Под ред. М.Хауэса, А.Д.Моргана. М.: Мир, 1979. 444 с.
8. Гивоне Д., Россер Р. Микропроцессоры и микрокомпьютеры. Вводный курс / пер. с англ. М.: Мир, 1983. 464 с.
9. Демирчян К. С. Бутырин Л. А. Моделирование и машинный расчет электрических цепей. М.: Высш. шк., 1988. 335 с.
10. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ /под ред. Н.Д. Девяткова. М.: Высшая школа, 1970. 440 с.
11. Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ / под ред. В. В. Никольского. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.
12. Иванов С. А., Сестрорецкий Б. В., Боголюбов А. Н. Метод импедансного аналога электромагнитного пространства для решения трехмерных векторных задач электродинамики // Журнал радиоэлектроники. 2008. № 5. С. 4.

УДК 621.375.4

КРИОГЕННЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ СВЧ

CRYOGENIC BROADBAND LOW NOISE MICROWAVE AMPLIFIER

Д. И. Вольхин¹, И. Л. Новиков¹, Б. И. Иванов¹, А. Г. Вострецов^{1,2}, И. Н. Козлов¹

¹*Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия*

²*Институт горного дела им. Н.А. Чинакала Сибирского отделения
Российской академии наук, Новосибирск, Россия*

D. I. Volkhin¹, I. L. Novikov¹, B. I. Ivanov¹, A. G. Vostrecov^{1,2}, I. N. Kozlov¹

¹*Novosibirsk state technical university, Novosibirsk, Russia*

²*Chinakal Institute of Mining of the Siberian Branch of the RAS, Novosibirsk, Russia*

Аннотация – Растущий интерес исследователей квантовых сверхпроводящих структур делает актуальной задачу разработки измерительной аппаратуры, способной работать при криогенных температурах с сигналами малой мощности. В данной работе разработан и изготовлен широкополосный малошумящий усилитель СВЧ, работающий в диапазоне частот 6–12 ГГц при температуре окружающей среды 4 К, который является ключевым элементом в

криогенных системах измерения. Представлена топология усилителя и приведены результаты измерений основных параметров: коэффициента усиления и эквивалентной шумовой температуры. Особенностью разработки является применение коммерчески доступных JFET транзисторов и пассивных элементов.

Ключевые слова – криогенный малошумящий усилитель, усилитель СВЧ, JFET

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-54-59

I. Введение

Одним из направлений развития электроники является низкотемпературная (криогенная) СВЧ техника. Исторически первый толчок ее развитию дала радиоастрономия [1], где охлаждение приемников применяется для уменьшения собственной эквивалентной шумовой температуры (ЭШТ). Такой подход к повышению чувствительности систем радиоастрономии оказался очень эффективным и применяется в настоящее время в различных областях техники [2].

Новый импульс в развитии криогенной СВЧ техники в последнее время дало интенсивное исследование квантовых систем на основе сверхпроводниковых структур. Увлеченные идеей «квантового превосходства» многие лаборатории всего мира сосредоточили свои усилия на измерении состояния одной или нескольких связанных квантовых сверхпроводниковых структур и управлением этим состоянием [3, 4]. Для такого рода исследований собирается сложная измерительная система, основу которой составляет рефрижератор растворения с установленными внутри исследуемыми образцами. Такая измерительная система имеет ряд особенностей.

Во-первых, в зависимости от типа исследуемых образцов частота сигнала может превышать 10 ГГц с тенденцией к росту в дальнейшем. При этом уровень сигнала, проходящего через сверхпроводниковую структуру крайне мал: менее -140дБм, что сопоставимо или меньше уровня чувствительности современных измерительных приборов СВЧ. Это означает, что даже после многократных усреднений мы увидим едва различимый на фоне собственных шумов измерительного прибора сигнал. Приемлемым можно считать уровень сигнала, на 30дБ превышающий уровень чувствительности прибора. Для усиления сигнала до этого уровня необходим малошумящий СВЧ усилитель, который является ключевым элементом системы и работает внутри рефрижератора при температуре 4 К, что позволяет значительно снизить ЭШТ усилителя.

Другой особенностью криогенных измерений является ограничение на уровень рассеиваемой внутри рефрижератора мощности установленных в нем измеряемых устройств и средств измерений: на уровне 4 К этот уровень не должен превышать 0.5 Вт.

Таким образом, целью данной работы является разработка и исследование широкополосного криогенного малошумящего усилителя (МШУ) СВЧ для применения в составе высокочувствительных измерительных систем.

II. Постановка задачи

Приведенные выше особенности области применения криогенных СВЧ МШУ дополняются ограничениями, обусловленными технологией, доступной разработчикам. В данном случае предполагается использование печатной технологии изготовления подложки, а в качестве активных элементов рассматривались коммерчески доступные транзисторы, среди которых наиболее подходящими по уровню коэффициента усиления и коэффициента шума являются GaAs транзисторы CE3512 ($\text{Gain} = 12\text{dB}$, $\text{Nf}=0.3\text{dB}@12\text{GHz}$). В результате сформированы требования к разрабатываемому СВЧ МШУ:

- полоса рабочих частот 6-12 ГГц;
- коэффициент усиления в полосе не менее 30 дБ;
- эквивалентная шумовая температура не более 5 К;
- рассеиваемая мощность не более 50 мВт.

С учетом обозначенных требований и применяемой технологии печатного монтажа выбрана линейная структура усилителя с четырьмя каскадами усиления. При этом один усилитель объединяет в себе две двухкаскадные платы, как показано на рис. 1.

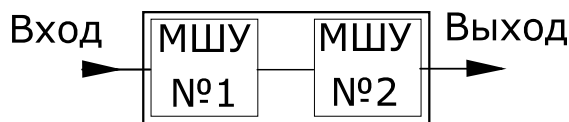


Рис. 1. Структурная схема криогенного СВЧ МШУ

Такое решение позволяет упростить процесс разработки топологии и решить вопрос электромагнитной совместимости внутри корпуса устройства путем разделения двух плат металлической перегородкой.

III. Проектирование

Процесс разработки СВЧ МШУ состоит из проектирования топологии усилителя, которое включает в себя расчет согласующих цепей и цепей подачи смещения и проектирования конструкции усилителя, которое подразумевает решение задач компоновки плат усилителя, СВЧ выводов и разъема подачи смещения на каждый каскад.

Особое внимание при проектировании СВЧ МШУ уделялось входной согласующей цепи. Для уменьшения ее влияния на общий уровень собственных шумов усилителя входную согласующую цепь выполняют в виде реактивного четырехполюсника без резистивных элементов. Для увеличения стабильности работы СВЧ МШУ в межкаскадной и выходной согласующих цепях использовались широкополосные СВЧ резисторы.

Для проектирования криогенного усилителя в качестве исходных данных использовались предоставляемые производителем значения s -параметров транзисторов, измеренные при комнатной температуре. Экспериментально было установлено, что такой подход может быть использован, так как параметры (полоса рабочих частот, уровень коэффициента усиления, уровень коэффициентов отражения) разработанных ранее усилителей-прототипов прак-

тически не изменяются при температуре 4 К. Также экспериментально были исследованы все сосредоточенные пассивные элементы, применяемые в конструкции усилителя: конденсаторы Kemet серии CBR04, резисторы Vishay серии FC0402, индуктивности Murata серии LQP03TN.

На рис. 2 представлена топология платы СВЧ МШУ, содержащей элементы согласующих цепей. Индуктивности в цепях питания усилителя выполнялись в виде проволочек с ферритовыми трубками, соединяющих платы СВЧ усилителя с платой разъема подачи смещения на каждый каскад. В качестве подложки использовался СВЧ материал Rogers 4350, на который монтировались все элементы методом пайки с использованием низкотемпературных припоев.

Корпус усилителя выполнен из латуни. Корпус в горизонтальной плоскости разделен латунной перегородкой на две части. В верхней части предусмотрены два отсека под печатные платы усилителя, также разделенные латунной перегородкой. Соединение между платами осуществлено с помощью двух коротких проволочек через отверстие в перегородке. Для предотвращения автогенерации внутри корпуса устанавливались пластины из композитного материала, обладающего свойствами широкополосного СВЧ-поглотителя.

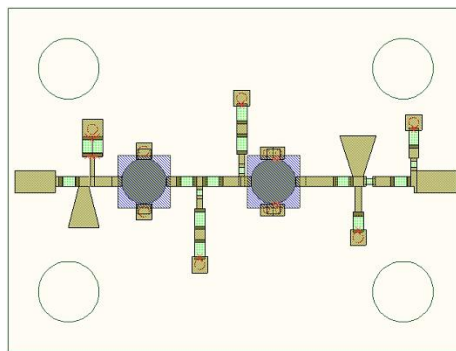


Рис. 2. Топология СВЧ МШУ

В нижней части корпуса размещена печатная плата со смонтированными на ней низкочастотным разъемом для подачи напряжения смещения на каждый каскад и керамическими конденсаторами для фильтрации питающего напряжения. Связь между платой с разъемом и платами СВЧ МШУ осуществлена с помощью проволочных индуктивностей. В качестве СВЧ вводов и выводов использованы стандартные фланцевые SMA разъемы. Габаритные размеры конструкции усилителя (без СВЧ разъемов) 25x55x25 мм.

IV. Результаты экспериментов

Изготовленный образец СВЧ МШУ был испытан в рефрижераторе растворения LD400 компании BlueFogs Oy при температуре 4 К. Измерения коэффициента усиления производились с помощью векторного анализатора цепей ZVL13 (Rohde&Shwarz), коэффициент шума измерялся методом «холодного аттенюатора» [5] с помощью генератора шума 346C (Agilent). Проведены исследования параметров изготовленного образца при различных режимах работы, представленных в табл. I.

РЕЖИМЫ РАБОТЫ ОБРАЗЦА КРИОГЕННОГО СВЧ МШУ

№	I_{D1} , мА	U_{D1} , В	I_{D2} , мА	U_{D2} , В	I_{D3} , мА	U_{D3} , В	I_{D4} , мА	U_{D4} , В	P_{Σ} , мВт
1	4,09	2,04	3,94	2,4	4,15	2,92	4,1	2,47	40
2	3,46	1,71	3,34	1,98	3,24	2,6	3,53	2,45	30
3	4,4	0,75	2,83	2,15	2,69	2,44	3,83	1,13	20
4	4,35	0,77	3,67	1,31	3,65	1,55	4,07	0,91	17,5

Значения коэффициентов усиления и ЭШТ СВЧ МШУ, полученные в ходе исследований, представлены на рис. 3. Цифрами на рисунке обозначены номера режимов в соответствии с табл. 1.

Отметим, что измерение ЭШТ при 4 К методом «холодного аттенуатора» является косвенным и требует тщательной калибровки измерительного тракта. При этом предельная абсолютная погрешность для измерений ЭШТ составляет величину около 1 К.

Коэффициент усиления СВЧ МШУ измерялся прямым методом после калибровки СВЧ тракта «на проход». Предельная абсолютная погрешность измерения коэффициента усиления составляет 0.5 дБ.

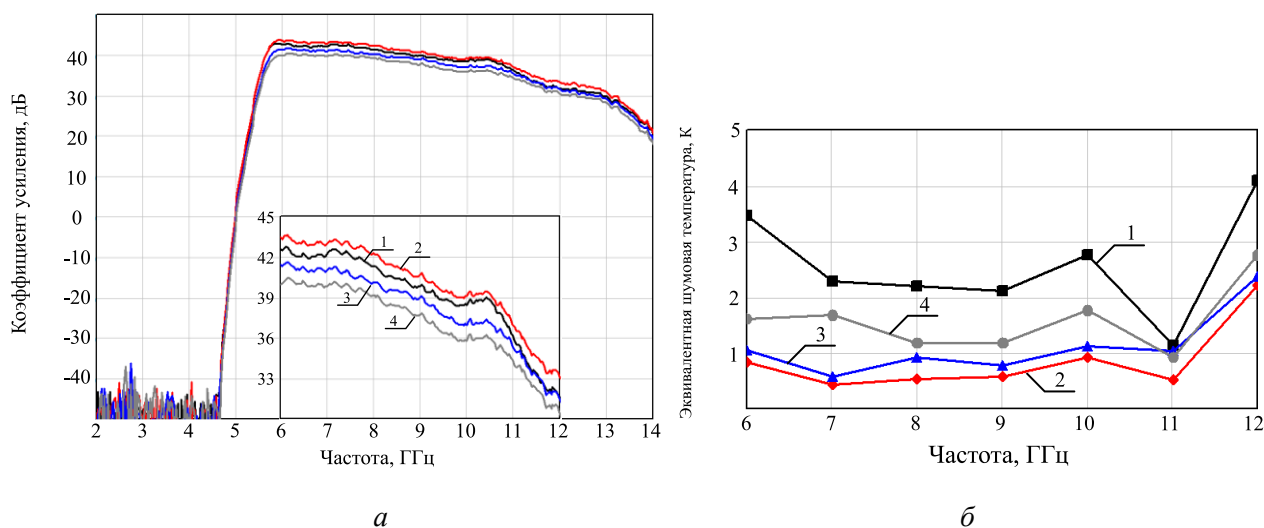


Рис. 3. Результаты измерений основных параметров криогенного СВЧ МШУ: коэффициент усиления (а), эквивалентная шумовая температура (б)

V. Обсуждение результатов

Результаты экспериментов показали, что параметры СВЧ МШУ при глубоком охлаждении в значительной степени зависят от режима, в котором находится усилитель. Как и следовало ожидать, при большем усилении уменьшается уровень ЭШТ.

VI. Выводы и заключение

Как видно из табл. 1 и графиков на рис. 3, параметры разработанного усилителя полностью соответствуют сформулированным техническим требованиям.

Особенностью разработанного СВЧ МШУ является использование коммерческих малощумящих JFET транзисторов и пассивных элементов, а также доступной печатной технологии изготовления топологии усилителя.

Такой подход экономически выгодно отличается от интегральной (МИС) и монолитной интегральной (ММИС) технологий, особенно при разработке мелкосерийных образцов лабораторного и измерительного оборудования. Однако при этом в ходе разработки необходимо закладывать запас по параметрам усилителя, так как в результате монтажа элементов и сборки всей конструкции СВЧ МШУ возникают неучтенные при моделировании потери в коэффициенте усиления и ЭШТ.

Источник финансирования. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № 0735-2020-0007.

Список литературы

1. Pospieszalski M. W. Extremely Low-Noise Cryogenic Amplifiers for Radio Astronomy: Past, Present and Future // 22-nd International Microwave and Radar Conference (MIKON). 2018. P. 81–86.
2. Kozlov I. N., Vostrecov A. G. Estimation of energy parameters of global positioning system satellite signal to use in radar detection and ranging with external illumination // Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE), 2018. Vol. 1, Part 3. P. 417–420.
3. Вострецов А. Г., Кривецкий А. В., Радченко С. Е., Пицун Д. К. Определение состояния квантового бита на основе переходов Джозефсона при помощи метода максимального правдоподобия // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2015. № 3 (28). С. 39–49.
4. Новиков И. Л., Иванов Б. И., Гринберг Я. С., Ильичев Е. В. Измерение параметров сверхпроводникового потокового кубита // Физика твердого тела. 2016. Т. 58, вып. 11. С. 2085–2089.
5. Fernandez J. E. A Noise-Temperature Measurement System Using a Cryogenic Attenuator // JPL, Caltech, 1998. P. 1–9.

**ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ LTCC В РЕАЛИЗАЦИИ МАЛОШУМЯЩЕГО
УСИЛИТЕЛЯ СВЧ ДИАПАЗОНА КАК ЭЛЕМЕНТА ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ В КОРПУСЕ**

**APPLICATION OF LTCC TECHNOLOGY IN MICROWAVE LOW-NOISE AMPLIFIER
IMPLEMENTATION AS A PART OF A SYSTEM IN A PACKAGE**

А. Л. Ворожцов, П. А. Юст, И. М. Петренко

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

A. L. Vorozhtsov, P. A. Yust, I. M. Petrenko

JSC «Central design Bureau of automation», Omsk, Russia

Аннотация – Статья посвящена актуальной задаче реализации миниатюрного сверхширокополосного малошумящего усилителя сверхвысокочастотного диапазона как элемента построения системы в корпусе с использованием кристалла монолитной интегральной схемы усилителя с распределенным усилением и монолитной объемной интегральной схемы в LTCC исполнении. Показан процесс разработки LTCC модуля монолитной объемной интегральной схемы малошумящего усилителя и приведены экспериментальные данные его измерений.

Ключевые слова – монолитная объемная интегральная схема, LTCC, малошумящий усилитель.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-60-66

Введение

Одной из тенденций в миниатюризации микроэлектронных устройств является разработка и производство многокристальных модулей, так называемых «систем в корпусе», с применением многослойных технологий [1]. Как правило, система в корпусе (СвК, англ.: SiP «System in Package») – это комбинация нескольких электронных компонентов различной функциональности, собранная в единый модуль, которая обеспечивает реализацию разных функций, обычно выполняемых системой или подсистемой. СвК может иметь в своем составе пассивные компоненты, кристаллы монолитных интегральных схем (МИС) и другие устройства [2]. Объединение электронных радиоэлементов в одном корпусе имеет существенные преимущества – конструкция становится меньше, легче, надежней и дешевле.

Применение в качестве основы конструкций СвК многослойных керамических плат, изготовленных по технологии LTCC или HTCC (Low/High Temperature Co-fired Ceramic – низко/высокотемпературная совместно обжигаемая керамика), позволяет создавать миниатюрные высокочастотные радиоэлектронные устройства, обладающие высочайшей надежностью и уникальными эксплуатационными характеристиками.

Одно из основных отличий низкотемпературной керамики LTCC от HTCC – это спекание слоев при температуре ниже 1000°C, что дает возможность работать с пастами на основе золота, серебра и меди, с малым удельным сопротивлением, что очень важно для реализации сигнальных цепей радиотракта.

Технология совместно обжигаемой керамики позволяет создавать трехмерные платы с высокой плотностью монтажа, с интегрированными пассивными элементами и нормированными волновыми параметрами. Совместный обжиг всех слоев повышает надежность такой монолитной объемной интегральной схемы (МОИС) как в процессе производства, так и при эксплуатации в самых жестких условиях. В мировой микроэлектронике решения с 3D интеграцией в виде многослойных объемных схем в LTCC исполнении находят самое широкое применение [3]. Наряду с улучшением надежности и массогабаритных характеристик создаваемых технических средств технология LTCC при достигнутом техническом уровне оборудования и возможности объемного электромагнитного моделирования (ЭМ) современных систем автоматизированного проектирования (САПР) позволяет выпускать устройства без дополнительной регулировки и подстройки с высоким процентом выхода годных изделий.

В данной работе представлены результаты применения технологии LTCC в реализации монолитных объемных интегральных схем малошумящих усилителей (МШУ) СВЧ диапазона как элемента построения системы в корпусе.

Постановка задачи

В 2018 г. на конференции [4] прозвучало сообщение об успешной разработке монолитной интегральной схемы малошумящего усилителя с распределенным усилением (МИС МШУ УРУ) с полосой рабочих частот 2-18 ГГц, коэффициентом усиления (передачи) не менее 12 дБ и габаритами 1,8x2,1x0,1 мм, практически полностью удовлетворяющего нашим исходным данным для проектирования модуля МШУ, представленного в таблице.

Таблица

ПАРАМЕТРЫ МОДУЛЯ МШУ

№	Наименование параметра	Значение параметра
1	Диапазон рабочих частот, ГГц	2-18
2	Коэффициент усиления в нормальных условиях, дБ	15±1,5
3	Неравномерность АЧХ в диапазоне рабочих частот, дБ	2,5, не более
4	Коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН	2, не более
5	Габаритные размеры, мм	8x8x2, не более

В основе миниатюризации конструкции МШУ лежит идея создания МОИС в LTCC исполнении, а именно – размещение МИС МШУ УРУ в полости многослойного LTCC модуля, а пассивных элементов (для обвязки кристалла) – на его поверхности. Данное решение позволяет получить выигрыш по массогабаритным параметрам за счет отказа от герметизируемых металлических корпусов и установки модуля МШУ непосредственно на печатную плату (отсутствуют СВЧ разъемы, кабели).

В настоящее время в РФ немало предприятий, обладающих технологическими возможностями изготовления LTCC изделий и обеспечивающих ими как свои внутренние потребности

сти, так и работающих по конструкторской документации (КД) сторонних организаций, предоставляя, таким образом, свои технологические услуги в режиме «дизайн-центр – фабрика» (fables-foundry). В нашем регионе такое предприятие – это АО «ОНИИП» (г. Омск), которое хорошо себя зарекомендовало на отечественном LTCC-рынке foundry-услуг.

Проектирование

Весь процесс создания МОИС МШУ в LTCC исполнении можно условно разбить на четыре этапа:

1. построение в САПР ЭМ структуры LTCC модуля МОИС МШУ с последующим ЭМ анализом;
2. разработка электрической схемы МОИС МШУ;
3. оптимизация конструкции LTCC модуля МОИС МШУ до соответствия требованиям ТЗ;
4. экспорт послойной топологии LTCC модуля МОИС МШУ, формирование комплекта КД и размещение заказа на фабрике.

Практически все этапы разработки МОИС МШУ были выполнены в САПР NI AWR Design Environment (NI AWRDE), за одним исключением – подготовка КД производилась в САПР «Компас-3D». На рис. 1 представлены первый (схемный) этап проектирования и четвёртый, заключительный этап – подготовка чертежей для передачи на фабрику.

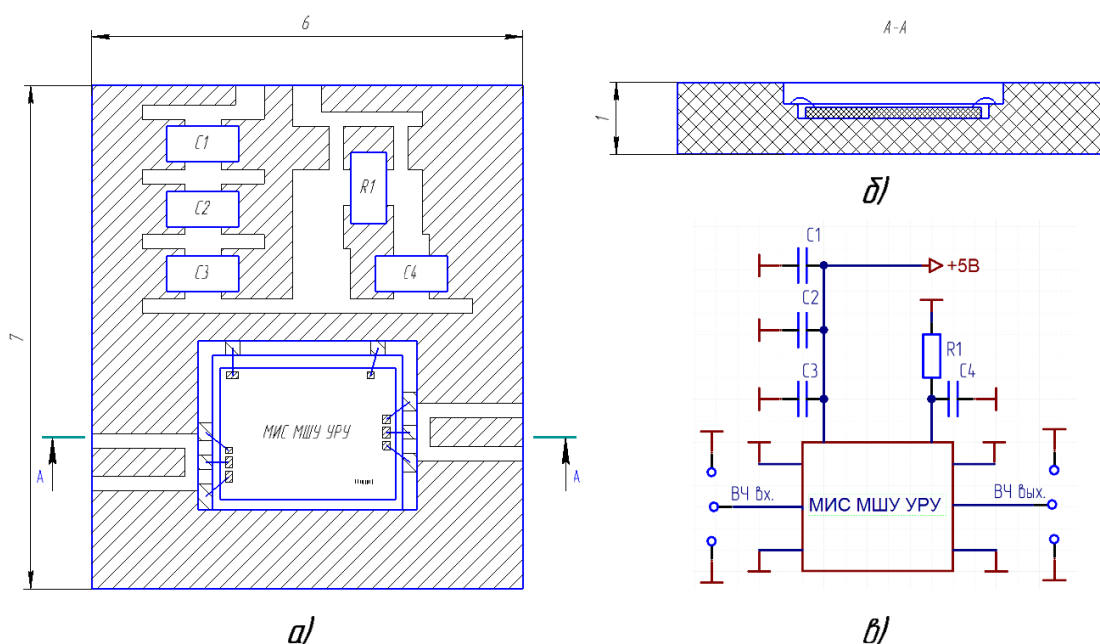


Рис. 1. Фрагменты сборочного чертежа МОИС МШУ (а, б) и электрической схемы (в)

На этом рисунке приведены фрагменты электрической схемы (рис. 1в) и сборочного чертежа (рис.1а, б) МОИС МШУ, где C1 – СС0402 JR NP0 223; C2 – СС0402 JR NP0 152; C3, C4 – СС0402 JR NP0 101; R1 – резистор P1-12-0,062ум-2,4 кОм+5% и кристалл МИС МШУ УРУ.

Но ключевым моментом реализации МШУ как системы в корпусе стало электромагнитное моделирование LTCC конструкции МОИС в САПР NI AWRDE на втором и третьем этапе. САПР NI AWRDE позволяет создавать сложные схемы, состоящие из различных элементов и ЭМ структур, и затем синтезировать топологию на основе созданных схем. NI AWRDE может выполнять моделирование, используя любой из набора симуляторов в своём составе – линейный симулятор, симулятор гармонического баланса (APLAC), 3D планарный ЭМ симулятор (AXIEM) и симулятор на основе 3D метода конечных элементов (Analyst), симуляторы переходных процессов и др. [5]. Для ЭМ анализа конструкции LTCC модуля МОИС был выбран ЭМ симулятор Analyst, который в отличие от AXIEM является полноценным 3D ЭМ симулятором. Analyst – это полевой симулятор, основанный на методе конечных элементов, что помогает при расчете параметров портов и электромагнитных полей в произвольных 3D структурах.

При проектировании LTCC модуля МОИС МШУ был выбран минимально возможный размер конструкции с учетом размещения элементов поверхностного монтажа и кристалла усилителя, а также исходя из требований Руководящих указаний по проектированию изделий на основе низкотемпературной керамики (LTCC), предоставленных АО «ОНИИП». Кристалл МОИС МШУ УРУ размещался в полости LTCC модуля, дискретные элементы на его поверхности, а сигнальные цепи и цепи питания были расположены во внутренних слоях модуля. В NI AWRDE строилась ЭМ структура LTCC модуля, а затем в 3D ЭМ симуляторе Analyst производился её ЭМ анализ. Основными критериями при ЭМ моделировании LTCC модуля МОИС МШУ стали коэффициент передачи (S_{21}) и коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) входа и выхода (V_{SWR_IN} , V_{SWR_OUT}). Путем изменения геометрии проводников, полигонов земли, а также размещением оптимального количества заземляющих отверстий достигалось максимальное приближение к заданным параметрам S_{21} , V_{SWR_IN} и V_{SWR_OUT} .

В результате нескольких итераций был получен модуль МОИС МШУ, состоящий из 10 слоев LTCC керамики с габаритными размерами 6x7x1 мм, параметры которого удовлетворяли заданным требованиям. Его 3D структура показана на рис. 2.

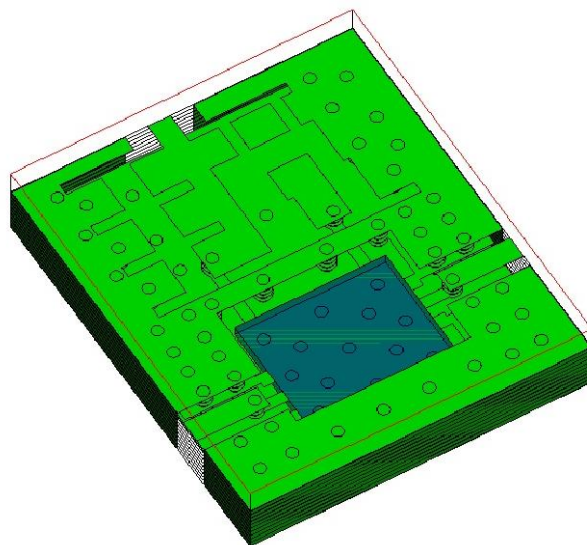


Рис. 2. 3D структура LTCC модуля МОИС МШУ

После достижения соответствия выбранных параметров и требований ТЗ из NI AWRDE была экспортирована послойная топология в файл в формате DXF.

На его основе в САПР «Компас-3D» был создан комплект КД LTCC модуля и передан на предприятие АО «ОНИИП» для изготовления.

Результаты

В полученный LTCC модуль были смонтированы кристалл усилителя и навесные элементы. Собранная МОИС МШУ была установлена в устройство подключения (рис. 3) для контроля параметров S_{21} , $VSWR_IN$ и $VSWR_OUT$ на векторном анализаторе цепей P4M-18/4. Результаты измерений в сравнении с данными ЭМ моделирования приведены на рис. 4-6. Полученные характеристики в диапазоне частот до 18 ГГц полностью соответствуют ТЗ и подтверждают достоверность данных ЭМ расчета.



Рис. 3. Внешний вид изготовленного МОИС МШУ в LTCC исполнении в устройстве подключения (справа – увеличенное изображение МОИС МШУ)

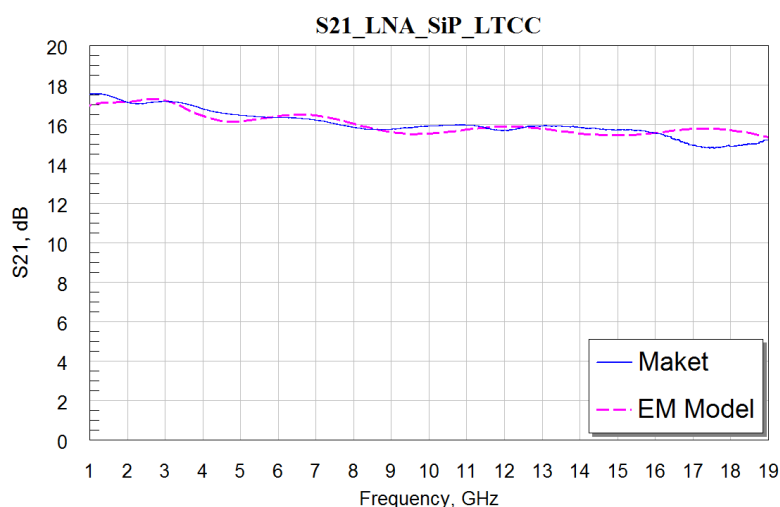


Рис. 4. График АЧХ МОИС МШУ (штриховая – модель; сплошная – образец)

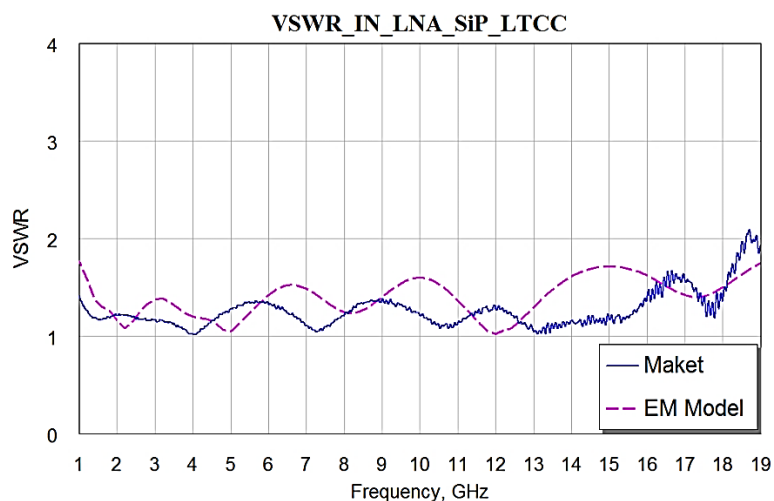


Рис. 5. График КСВН по входу МОИС МШУ (штриховая – модель; сплошная – образец)

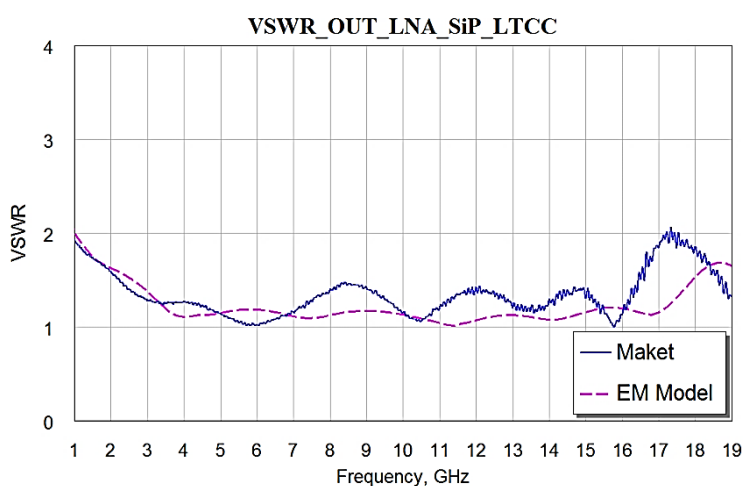


Рис. 6. График КСВН по выходу МОИС МШУ (штриховая – модель; сплошная – образец)

Полученные отклонения коэффициента передачи (S_{21}) до 1 дБ от расчетных значений являются вполне приемлемыми и удовлетворяют требованиям ТЗ. Они могли быть вызваны потерями в коаксиально-микростриповом переходе между устройством подключения и МОИС МШУ, неучтенными при калибровке прибора перед измерением. Данные измерений КСВН по входу и выходу (V_{SWR_IN} , V_{SWR_OUT}) не превышают значения 2, что говорит о хорошем согласовании полученной МОИС МШУ.

Выводы и заключение

Применение таких решений как система в корпусе на базе многослойной керамики предоставляет новые возможности снижения массогабаритных характеристик современных радиотехнических средств и систем. Разработанная монолитная интегральная объёмная схема сверхширокополосного маломощного усилителя СВЧ диапазона в LTCC исполнении показала очень хорошее совпадение результатов моделирования и измерений изготовленных образцов. Достигнутые габариты 6x7x1 мм, особенно достаточно низкий профиль в 1 мм,

значительно повышают эффективность применения таких 3D решений для миниатюризации радиоэлектронных устройств.

Список литературы

1. Елесин В. В., Усачёв Н. А., Никифоров А. Ю., Телец В. А., Сотсков Д. И., Кузнецов А. Г., Чуков Г. В., Щепанов А. Н. Электронная компонентная база твердотельной СВЧ электроники: тенденции развития, современное состояние и проблемы // Электронная компонентная база и микроэлектронные модули «Микроэлектроника-2018»: докл. 4-й Междунар. науч. конф., 1-6 октября 2018 г., Республика Крым, г. Алушта. 2018. С. 35–39.
2. Адамов Ю. Ф. Проектирование систем на кристалле. М. : МИЭТ, 2005. 163 с.
3. Симин А., Холодняк Д., Вендик И. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот // Компоненты и технологии. 2005. № 5. С. 190–196.
4. Белова Е. В., Житомирский Л. Н., Калинин Б. В. Исследование и разработка малошумящего широкополосного СВЧ усилителя // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем : докл. 6-й Всерос. конф., 17-18 апреля 2018 г., ОмГТУ, АО «ЦКБА». Омск, 2018. С. 19–24.
5. Руководство по MWO: NI AWR Design Environment v14 Edition. Направление: сверхширокополосные СВЧ-устройства. URL : <http://awr.com/ru>.

УДК 538.956

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТЕРЬ ПРОПУСКАНИЯ В ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОМ CVD-АЛМАЗЕ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

RESEARCH OF ATTENUATION OF ELECTROMAGNETIC WAVES IN POLYCRYSTALLINE CVD-DIAMONDS IN THE MILLIMETER WAVELENGTH RANGE

Д. Л. Гнатюк¹, П. П. Мальцев¹, А. В. Зуев¹, Д. В. Крапухин¹, В. Г. Ральченко²

¹Федеральное государственное автономное научное учреждение

Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники имени В.Г. Мокерова Российской академии наук (ИСВЧПЭ РАН), Москва, Россия

²Федеральное государственное бюджетное учреждение науки

Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН (ИОФ РАН), Москва, Россия

D. L. Gnatyuk¹, P. P. Maltsev¹, A. V. Zuev¹, D. V. Krapukhin¹, V.G.Ralchenko²

¹Institute of Ultra High Frequency Semiconductor Electronics of RAS, Moscow, Russia

²Federal Research Center Prokhorov General Physics Institute of RAS, Moscow, Russia

Аннотация – Настоящая работа посвящена исследованию пропускной способности пластин поликристаллического CVD-алмаза при прохождении электромагнитных волн в пяти-миллиметровом диапазоне длин волн. В качестве объекта изучения была использована пласти-

на диаметром 56.5 мм и толщиной 366 мкм, изготовленная в ИОФ РАН. Исследование затухания СВЧ сигнала при прохождении через пластину проводилось в диапазоне частот 50-67 ГГц. Полученные результаты свидетельствуют о радиопрозрачности поликристаллического алмаза в указанном диапазоне. Потери пропускания в алмазном диске оцениваются в величину не более 2 дБ. В окрестности 55 ГГц потери близки к 0 дБ. Отмечена зависимость потерь от расстояния между пластиной и источником излучения. Показана потенциальная возможность применения поликристаллического алмаза в качестве материала крышек металлокерамических корпусов, содержащих однокристалльные приемопередающие устройства со встроенными антеннами.

Ключевые слова – миллиметровый диапазон длин волн, поликристаллический CVD-алмаз, корпусирование, радиопрозрачность.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-66-74

I. Введение

Значительное внимание к оптическим свойствам алмаза, полученного методом выращивания из газовой фазы (chemical vapor deposition – CVD), а именно - выращиваемого в СВЧ плазме в смесях метан-водород, в миллиметровом диапазоне длин волн было привлечено в связи с поиском новых материалов для выходных окон сверхмощных, класса 1 МВт, гиروتронов непрерывного действия, генерирующих излучение на частоте 170 ГГц [1]. В наиболее качественных алмазных дисках измерения показали тангенс угла потерь порядка 10^{-5} [2], [3], что соответствует низкому коэффициенту поглощения около 10^{-3} см^{-1} . С уменьшением частоты прозрачность падает из-за возрастающего вклада свободных носителей заряда в проводимость. Их источник – дефекты в алмазе. Область частот ниже 100 ГГц исследована слабо [3]. Так, на частоте 27 ГГц были получены значения тангенса угла диэлектрических потерь на уровне 10^{-3} [4], т.е. на два порядка выше, чем для 170 ГГц. Для промежуточной области частот 50...70 ГГц (пятимиллиметровый диапазон длин волн) экспериментальные данные о прозрачности (потерях) поликристаллического алмаза, насколько нам известно, отсутствуют. При этом данный частотный диапазон пригоден для передачи больших объемов данных с высокой скоростью в широкой полосе. Согласно решению Государственной комиссии по радиочастотам диапазон частот 66...71 ГГц был выделен для проведения научных, исследовательских, опытных, экспериментальных и конструкторских работ в целях разработки и испытания систем пятого поколения мобильной связи 5G.

Совершенствование радиоэлектронной аппаратуры неразрывно связано с проблемой корпусирования и герметизации интегральных схем для последующего размещения в аппаратуре. Поскольку малый размер длины волны в пятимиллиметровом диапазоне длин волн позволяет интегрировать на кристалл как отдельные антенны, так и антенные решетки, то при корпусировании может оказаться необходимым обеспечить свободное прохождение сигнала на приемную или с передающей антенны через крышку корпуса. Поиск материалов для использования в качестве радиопрозрачных крышек (обтекателей) в миллиметровом диапазоне длин волн является актуальной задачей. Алмаз обладает наиболее широким спектральным окном прозрачности, от УФ области до радиодиапазона, среди всех известных оп-

тических материалов. Метод выращивания алмаза из газовой фазы позволяет получать поликристаллические алмазные пластины большого диаметра (50-100 мм), пригодные для изготовления оптики в ИК и миллиметровом диапазонах волн [1], [5]. Однако оптические свойства синтетических алмазных материалов в сильной степени зависят от структуры получаемых реальных алмазных материалов, таким образом, требуется исследование прозрачности поликристаллических алмазов в конкретном диапазоне спектра.

II. Постановка задачи

В ИСВЧПЭ РАН проводятся исследования по созданию отечественной элементной базы пятимиллиметрового диапазона длин волн на гетероструктурах нитрида галлия. Ряд разработанных монолитных интегральных схем (МИС) прошли необходимые испытания и были включены в серию 5411 с утверждением ТУ на следующие монолитные интегральные схемы [6]:

- малошумящий усилитель (МШУ) 5411УВ01Н без антенны и МШУ 5411УВ01АН, интегрированный с антенной на одном кристалле (АЕНВ.431130.293ТУ);
- усилитель мощности (УМ) 5411УВ02Н без антенны и УМ 5411УВ02АН, интегрированный с антенной на одном кристалле (АЕНВ.431120.294ТУ);
- преобразователь сигнала приемный 5411НС01Н (АЕНВ. 431320.295ТУ), в его составе ГУН, балансный смеситель и усилитель промежуточной частоты.

Развитием данной работы стало создание однокристалльного приемопередающего преобразователя сигнала со встроенными в кристалл приемной и передающей антеннами с эффективной изотропно излучаемой мощностью (ЭИИМ) более 10 дБм. Данные МИС были успешно опробованы в составе макетов однокристалльных приемопередающих устройств на печатных платах при условии прямого монтажа кристаллов на платы методом приклейки и разварки [7]. По результатам работы было получено 5 свидетельств о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы [8-12].

Следующим шагом исследований стал монтаж указанных МИС в металлокерамические корпуса. Поскольку вход и выход СВЧ сигнала высокой частоты осуществляется через встроенные антенны, то выводы корпуса служат исключительно для подачи напряжений питания и выхода низкочастотного сигнала промежуточной частоты (ПЧ). Поэтому теоретически для монтажа могут применяться любые подходящие по размеру и конфигурации корпуса. В настоящее время нами используются корпуса КП 5172.44-1 из низкотемпературной керамики производства завода полупроводниковых приборов г. Йошкар-Ола.

МИС приклеиваются в корпуса на теплопроводящий клей и развариваются золотыми проволоками диаметром 28 мкм. Теплоотвод от кристалла осуществляется через металлизированные заземляющие отверстия в дне корпуса. Корпус монтируется на печатную плату, которая обеспечивает подачу питания и вывод сигнала ПЧ. Фотография одного из макетов приведена на рис. 1. Достигнутые характеристики показаны на рис. 2.

Однако возникли трудности с герметизацией корпусов, для чего использовались керамические и поликоровые крышки различной формы: плоские, толщиной 400-500 мкм, либо имеющие по периметру бортик, высота и ширина которого составляли по 500 мкм. В ходе экспериментов крышки не приклеивались, а выкладывались на поверхность корпуса макси-

мально ровно по отношению к его границам. Контроль за установкой крышек осуществлялся визуально с помощью увеличительных очков. Это позволяло исследовать один и тот же образец с разными крышками.

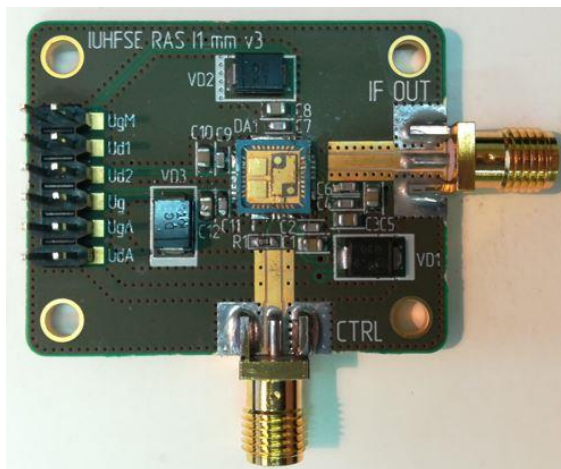


Рис. 1. Макет однокристалльного приемопередающего преобразователя сигнала в корпусе без крышки

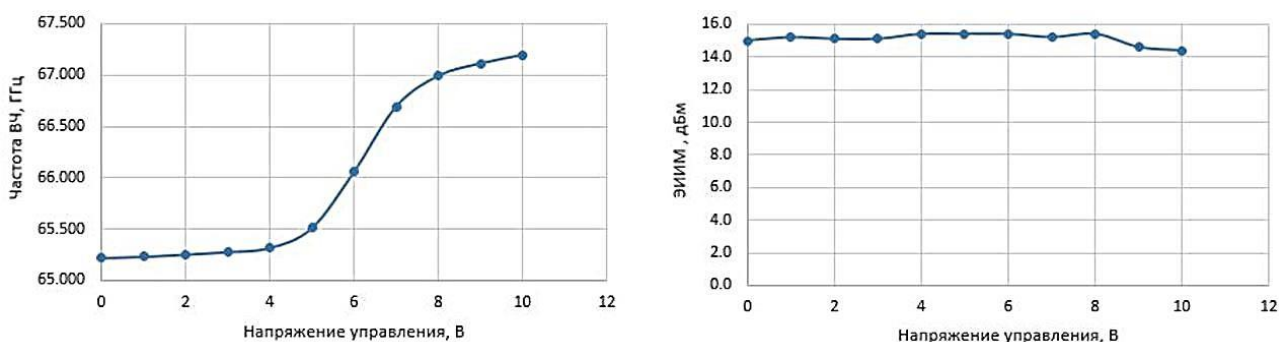


Рис. 2. Диапазон перестроения частоты ВЧ (слева) и ЭИИМ (справа) макета однокристалльного приемопередающего преобразователя сигнала в корпусе без крышки

На рис. 3 показаны величины снижения уровня измеренной ЭИИМ четырех макетов при использовании разных крышек. За нулевой уровень принята ЭИИМ при отсутствии крышки.

Минимальное затухание было зафиксировано с применением плоских крышек из керамики ВК-94 толщиной 400 мкм. Однако при этом для всех образцов наблюдался побочный эффект, выражающийся в сокращении диапазона перестроения встроенного в МИС генератора, управляемого напряжением (ГУН). Некоторые макеты вообще переставали излучать сигнал при накрывании крышкой. Данный эффект, вероятно, обусловлен возникновением стоячих волн в образующейся полости под крышкой из-за переотражений и зависит от геометрических размеров корпуса, в частности, монтажного колодца, который в применяемом корпусе имеет глубину всего 400 мкм (при толщине кристалла 170 мкм). Применение крышки с бортиком приводило к удалению плоскости крышки дополнительно на 500 мкм от кри-

сталла, в результате чего вышеописанный эффект исчезал, однако при этом наблюдалось значительное уменьшение ЭИИМ. Для трех образцов оно составило от 5 до 11 дБм. При этом корреляция между типом материала крышки и величиной затухания отсутствует. Для одного образца все крышки привели к сокращению ЭИИМ на одну и ту же величину 4.5 дБм.

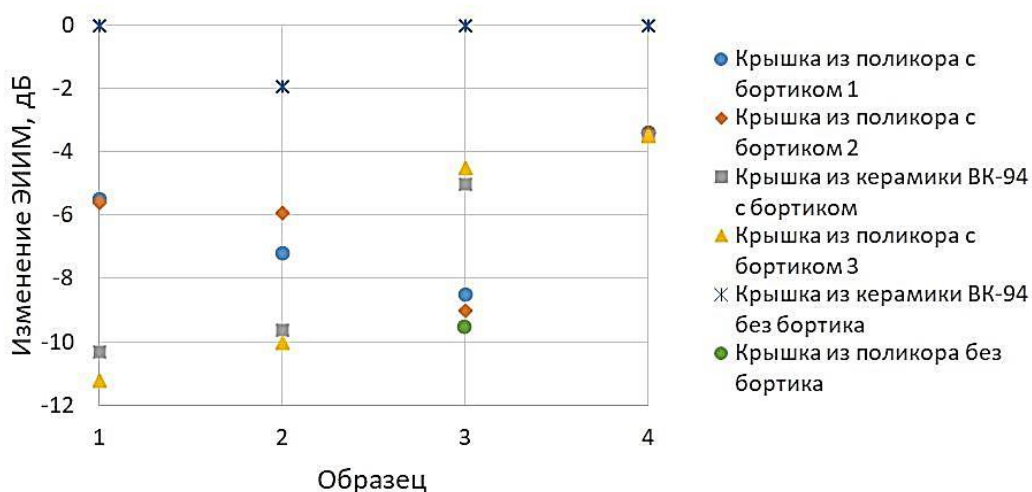


Рис. 3. Влияние крышек на ЭИИМ макета преобразователя сигнала

Использование поликристаллического алмаза потенциально может помочь решить эту проблему, если его исследования покажут низкий уровень затухания электромагнитных волн в пятимиллиметровом диапазоне длин волн.

III. Результаты экспериментов

Образец пластины поликристаллического алмаза для исследования был изготовлен в ИОФ РАН в СВЧ-плазмохимическом реакторе в смесях метан-водород на подложке кремния диаметром 56.5 мм. Скорость осаждения алмаза составляла около 3 мкм/час. Отделенные от подложки алмазные пластины получали химическим травлением Si в смеси HF+HNO₃ с добавкой уксусной кислоты. Параметры рельефа изучали на оптическом микроинтерферометре белого света. Величина среднеквадратичного значения шероховатости R_{rms} лежала в диапазоне 3-8 мкм. На противоположной гладкой стороне, прилегающей к подложке, шероховатость составляла порядка 10 нм. Оценки показали, что шероховатость поверхности не приводит к существенному рассеянию СВЧ излучения на частоте 50...67 ГГц, которой соответствует длина волны $\lambda \approx 6...4.5$ мм. Считается, что рассеянием можно пренебречь, если отношение $R_{rms}/\lambda < 0,05$. В данном случае это условие выполняется с запасом: $R_{rms}/\lambda < 0,0013...0.0017$. Поэтому полировка пластин для измерений поглощения не являлась необходимой. Средняя толщина пластины составила 366 мкм.

Структуру поликристаллического алмаза анализировали локально методом Рамановской спектроскопии в режиме микрозонда на спектрометре. Как в центре пластины, так и на удалении половины радиуса наблюдался узкий пик на частоте 1332 см⁻¹, принадлежащий алмазу, другие фазы углерода, такие как графит, аморфный углерод, углеводородные цепи в спектре отсутствовали, что подтверждает достаточно высокое качество алмазного диска.

Спектры фотолюминесценции, снятые на ростовой и подложечной сторонах алмазной поликристаллической пластины, выявили сильный пик на 738 нм, обусловленный дефектом кремний-вакансия.

Изображения поверхности алмазного диска в растровом электронном микроскопе (рис. 4) выявляют типичную топографию поликристаллического алмаза с хаотически ориентированными ограниченными зернами. Размер кристаллитов в центре образца составляет около 130 мкм в поперечнике, но постепенно уменьшается по мере удаления от центра.

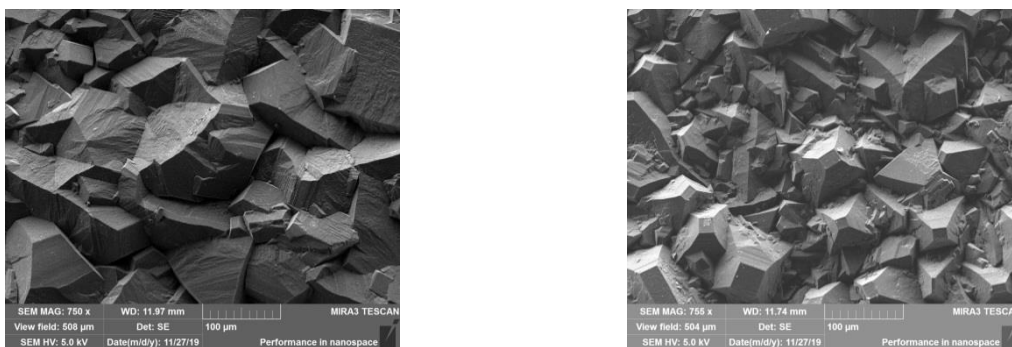


Рис. 4. Изображения ростовой поверхности алмазной пластины диаметра 57 мм в центре пластины (слева) и на расстоянии 27 мм от центра (справа)

Для исследования потерь пропускания (затухания) электромагнитных волн при прохождении через пластину поликристаллического CVD-алмаза была использована измерительная установка на основе векторного анализатора цепей с рабочим диапазоном частот 10 МГц...67 ГГц, схематически показанная на рис. 5. К анализатору с помощью кабельных сборок и коаксиально-волноводных переходов подключались рупорные антенны с фланцем WR-15 (50...75 ГГц), расположенные на расстоянии 90 см друг от друга, что обеспечивало проведение измерений в дальней зоне во всем рабочем диапазоне частот антенн. Исследуемая пластина размещалась на пластиковом пьедестале между антеннами в двух положениях: по центру между антеннами и на расстоянии 5 см от одной из антенн, имитируя радиопрозрачную крышку вблизи от излучателя в корпусе/аппаратуре. Перед измерениями выполнялась двухпортовая калибровка анализатора цепей в коаксиальном тракте в выходном сечении кабельной сборки.

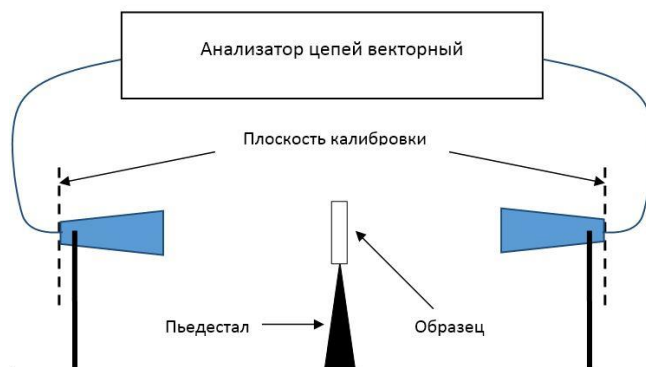


Рис. 5. Схема экспериментальной установки

После калибровки проводились референсные измерения потерь (параметр S_{21}) при прохождении СВЧ сигнала в свободном пространстве между антеннами с расположенным между ними пустым пьедесталом. Далее на пьедестал помещалась пластина поликристаллического CVD-алмаза и проводились повторные измерения.

Результаты измерений при размещении пьедестала по центру между антеннами показаны на рис. 6. Синяя кривая соответствует референсному измерению, а оранжевая – измерению с установленной пластиной. Рядом показана рассчитанная величина разницы между двумя измерениями и линия тренда, аппроксимированная полиномом четвертой степени. Согласно измерениям алмазная пластина привносит дополнительное затухание на величину до 1 дБ в диапазоне 50-60 ГГц и не более 2 дБ в диапазоне 60-67 ГГц. При этом в окрестности 55 ГГц величина вносимого пластиной затухания близка к 0 дБ.

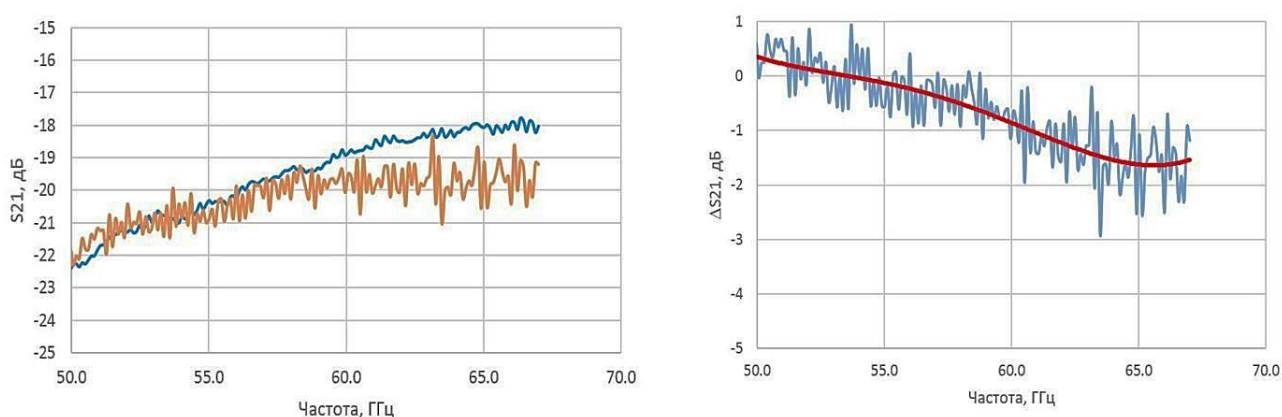


Рис. 6. Результаты измерения затухания (слева) и разница между референсным измерением и измерением с алмазной пластиной (справа) в случае размещения пьедестала по центру между антеннами

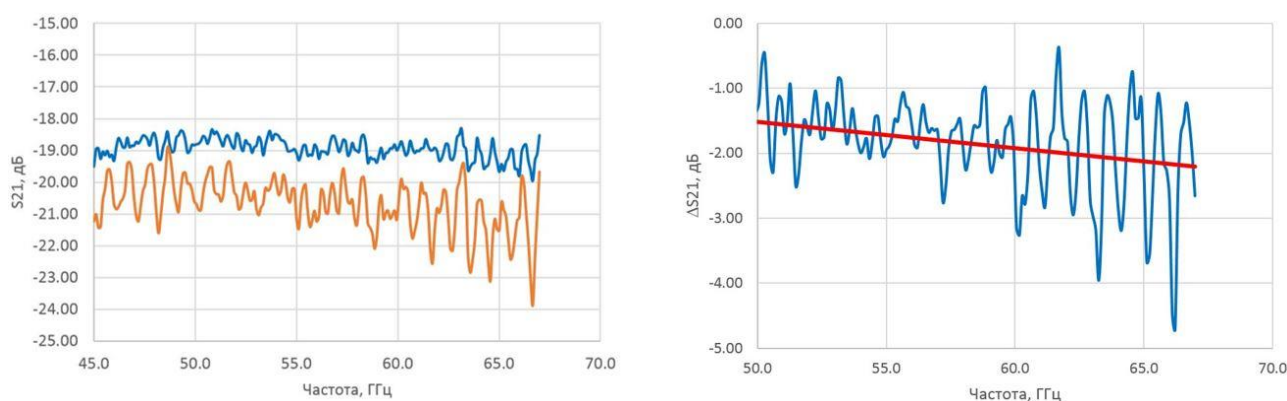


Рис. 7. Результаты измерения затухания (слева) и разница между референсным измерением и измерением с алмазной пластиной (справа) в случае размещения пьедестала в 5 см от антенны

На рис. 7 показаны аналогичные результаты для случая размещения пьедестала на расстоянии 5 см от одной из антенн. Как и ранее, синяя кривая соответствует референсному измерению, а оранжевая – измерению с установленной пластиной. Обе зависимости стали более однородными по частоте, одновременно усилилась зашумленность графиков, что связыва-

вается нами с переотражением электромагнитных волн от пьедестала и исследуемого образца, находящихся в непосредственной близости от антенны. В данном случае алмазная пластина вносит дополнительное затухание на уровне 1,5-2,5 дБ, слабо зависящее от рабочей частоты и аппроксимируемое линейной функцией.

IV. Обсуждение результатов

Из полученных результатов можно сделать предварительный вывод о том, что исследованный образец поликристаллического алмаза является радиопрозрачным в диапазоне частот 50-67 ГГц и приводит к затуханию СВЧ сигнала на величину от долей децибелл в нижней части диапазона измерений до 2 дБ в верхней части. Размещение алмазной пластины рядом с источником излучения приводит к заметному росту затухания СВЧ сигнала в нижней части исследованного частотного диапазона и практически не влияет на затухание на более высоких частотах. В данном случае величина затухания в диапазоне 50-67 ГГц составляет в среднем 2 дБ и слабо зависит от частоты.

Для дополнительной проверки полученных результатов был проведен эксперимент по накрыванию макета преобразователя сигнала в корпусе пластиной алмаза. Поскольку габаритные размеры элементов поверхностного монтажа и коаксиальных разъемов на печатной плате не позволяли положить целую алмазную пластину непосредственно на металлокерамический корпус, пластина удерживалась вручную пинцетом максимально близко к корпусу и параллельно его поверхности. Расстояние от пластины до корпуса в ходе эксперимента составляло менее 1 см. В результате было зафиксировано снижение величины ЭИИМ макета на 1,5...2 дБм по сравнению с измерением без пластины. Полученные результаты не противоречат результатам измерений потерь пропускания, описанным в разделе III.

К настоящему моменту алмазная пластина не разрезана для получения крышек требуемого размера, поэтому полноценного эксперимента провести не удалось. Невозможно также утверждать, что применение плоских алмазных крышек не приведет к возникновению тех же побочных эффектов с сокращением диапазона перестроения ГУН, которые наблюдались при использовании керамических крышек. Тем не менее на основании имеющихся данных можно сделать предположение, что при использовании поликристаллического алмаза в качестве крышки корпуса затухание СВЧ сигнала составит не более 2...3 дБ.

V. Выводы и заключение

В ходе исследований потерь пропускания в пластине поликристаллического алмаза в диапазоне частот 50...67 ГГц установлено, что пластина является радиопрозрачной. На низких частотах диапазона величина потерь близка к 0 дБ и монотонно возрастает до уровня 2 дБ на 67 ГГц. Отмечена зависимость потерь от расстояния между пластиной и источником излучения. При размещении пластины в непосредственной близости от источника излучения потери во всем рассмотренном диапазоне становятся слабо зависящими от частоты и имеют величину порядка 2 дБ.

Источник финансирования. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант 19-07-00683 А.

Научный руководитель Мальцев П.П.

Список литературы

1. Thumm M. MPCVD-diamond windows for high-power and long-pulse millimeter wave transmission // *Diamond and Related Materials*. 2001. Vol. 10, № 9-10. P. 1692–1699.
2. Гарин Б. М., Копнин А. Н., Паршин В. В. [и др.]. О потерях в алмазе в миллиметровом диапазоне // *Письма в ЖТФ*. 1999. Vol. 25, № 7-8. С. 85–89.
3. Garin B. M., Parshin V. V., Polyakov V. I. [et al.]. Dielectric properties and applications of CVD diamonds in the millimeter and terahertz ranges // *Recent Advances in Broadband Dielectric Spectroscopy*. Springer Netherlands. 2013. P. 79–87.
4. Parkhomenko M. P., Kalenov D. S., Fedoseev N. A. [et al.]. Measurement of the complex permittivity of polycrystalline diamond by the resonator method in the millimeter range // *Physics of Wave Phenomena*. 2015. Vol. 23, no 3. P. 1–6.
5. Ральченко В. Г., Большаков А. П. CVD-алмаз: синтез и свойства. Книга. Углеродная фотоника / под. ред. В. И. Конов. М.: Наука, 2017. С. 9–133.
6. Справочный лист комплекта бескорпусных МИС серии 5411 на нитриде галлия для диапазона частот 57-64 ГГц. URL: <http://new.isvch.ru/razrab/> (дата обращения: 27.07.2019)
7. Федоров Ю. В., Бугаев А. С., Гнатюк Д. Л. [и др.]. Макетирование приемопередающих модулей 5-миллиметрового диапазона длин волн на базе отечественных монолитных интегральных схем на нитриде галлия // *Нано- и микросистемная техника*. 2019. Т. 21, № 12. С. 702–708.
8. Мальцев П. П., Федоров Ю. В., Гнатюк Д. Л. [и др.]. Интегральный антенный элемент со встроенным малошумящим усилителем для диапазона 57-64 ГГц: топология ИМС. М.: ФИПС, 2013. Свидетельство № 2013630159 от 06.11.2013.
9. Мальцев П. П., Федоров Ю. В., Гнатюк Д. Л. [и др.]. Преобразователь сигнала для диапазона 57-64 ГГц: топология ИМС. М. : ФИПС, 2013. Свидетельство № 2013630171 от 05.12.2013.
10. Мальцев П. П., Федоров Ю. В., Гнатюк Д. Л. [и др.]. Интегральный антенный элемент со встроенным усилителем мощности для диапазона 57-64 ГГц : топология ИМС. М. : ФИПС, 2013. Свидетельство № 2015630131 от 02.12.2015.
11. Мальцев П. П., Федоров Ю. В., Гнатюк Д. Л. [и др.]. Интегрированный приемопередающий модуль для диапазона частот 57-64 ГГц. : топология ИМС М. :ФИПС, 2016. Свидетельство № 2015630131 от 12.07.2016.
12. Федоров Ю. В., Зуев А. В. Усилитель промежуточной частоты: топология ИМС. М. : ФИПС. Свидетельство № 2017630087 от 05.03.2017.

**ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ
ДЛЯ КОНСТРУКТОРСКОГО СИНТЕЗА ЭЛЕМЕНТОВ СБИС**

THE USE OF GENETICAL ALGORITHMS FOR DESIGN SYNTHESIS OF VLSI ELEMENTS

В.И. Данильченко

АО «ТНИИС», г. Таганрог, Россия

V.I. Danilchenko

AO «TNIIS», t. Taganrog, Russia

Аннотация – В данной работе рассматриваются методы решения проблемы размещения фрагментов при структурном синтезе радиоэлектронных устройств. Изложенная проблема относится к разряду NP-полных и для нее нет определенной полиномиальной последовательности. Цель исследования состоит в том, что предложенный модифицированный алгоритм дает возможность увеличить уровень качества и скорости при проектировании элементов. Научная новизна в том, что в данном исследовании используется разработанный модифицированный генетический алгоритм. Постановка задачи заключается в следующем: оптимизировать скорость размещения фрагментов СБИС с помощью использования генетического алгоритма. Принципиальное отличие от известных опубликованных работ – в кодировке конкретно выбранных инструкций по совмещению прямоугольников в суммы, применяя пакет символов для реализации ключевых составляющих и бинарных операторов. Итоги исследования подтверждаются испытаниями, проведенными на известных бэнчмарках для генетических алгоритмов.

Ключевые слова – бионспирированный алгоритм, размещение фрагментов СБИС, оптимизация, скорость решения, качество решения.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-75-81

I. Введение

В данный момент одной из ведущих веток в бионспирированном моделировании являются алгоритмы, состоящие из процессов, которые происходят вокруг нас в живой природе. Моделирование синтеза и оптимизации природных явлений дает возможность перейти к синтезу интеллектуальной системы. Перенося принципы окружающего мира на выбранные области влияния человека, мы можем получить точный инструмент для исследований и работ эффективных СБИС.

Информатика и вычислительная техника в современном мире становятся более прозрачными и ясными, составляющими становление общества, и положительно влияют на обозрение множества проходящих процессов, которые, в свою очередь, полностью связаны со всей доступной информацией. Информатика содержит в себе комплексное научно-техническое направление, которое в ответе за разработку инновационных технологий и способно помочь решать любые задачи во всех сферах науки и техники [1].

Системы автоматизированного проектирования – это один из главных разделов информатики, благодаря которому уменьшается трудоемкость этапов конструкторского и технологического проектирования, снижается себестоимость проектов, уменьшаются временные затраты повышения качества проектных работ и повышается производительность труда разработчиков. С помощью систем автоматизированного проектирования возможно решить целый ряд проблем, начиная с формулировки исходного задания и заканчивая выдачей полной документации для изготовления спроектированного объекта на основе комплексного использования актуальных технических средств, математического и программного обеспечения. Развитие электронно-вычислительной аппаратуры САПР зависит от развития технических средств вычислительной техники и позволяет переходить на новые нормы проектирования.

Уменьшение габаритов современных микроэлектронных устройств является целью всех ведущих производителей, что ведет к новым нормам проектирования в технологии изготовления СБИС. Для того чтобы воплотить новые тенденции при проектировании СБИС в наше время, уже недостаточно применения известных алгоритмов автоматизированного проектирования. В связи с этим требуется разработка новых подходов и методов решения задач данного класса, что усугубляется работой с большими объемами данных в решении задач конструкторского проектирования. Если основываться на моделировании природных систем, взяв за основу многоуровневую оптимизацию, то мы получим нужный нам современный подход.

Актуальной и остро стоящей проблемой является разработка новых способов решения задач, которые будут эффективны на этапе конструкторского проектирования.

Огромный вклад в развитие стратегии эволюционного поиска внесли ученые : Гольдберг Д.Е., Растрингин Л.Н., Холланд Д.Х., Курейчик В.М., Норенков И.П., Букатова И.Л., Батищев Д.И. и др. Рассматривая область случайно-направленного поиска, следует сказать, что главными направлениями научных исследований здесь будут генетические алгоритмы, эволюционные алгоритмы и алгоритмы роевого интеллекта. Биоинспирированные алгоритмы не отвечают поставленным задачам, так как их действие направленно на поиск лучшего, но не оптимального варианта размещения. Вид двоичных деревьев или выражений с постфиксом будет вероятным решением для планирования размещения, а базой для него будет кодирование конкретных инструкций по объединению прямоугольников в пары, применяя комбинацию символов для представления основных блоков и бинарных операторов. Традиционно в процессе кодирования двоичного дерева создаются дубликаты и удаляются базовые блоки, по этой причине могут производиться недостижимые ложные выражения. В данной работе предлагается подход, позволяющий решить эти задачи, и он будет включать в себя новую систему кодирования. Этот метод будет применять алгоритм на основе структуры, кодировать блоки в двоичные операции, в простой перестановке структур в нормализованное постфиксное выражение.

II. Постановка задачи

Проблема размещения связана с проблемами многокритериальной оптимизации. Свои ключевые проблемы определенно связаны с обработкой больших пакетов данных и опреде-

лением критерия, который в свою очередь, дает возможность обеспечить непопадание решения в локальный оптимум. При рассмотрении бионспирированной проблемы ключевым результатом является оптимизированное распределение по плоскости или линейке элементов в заданных габаритах. Хочется отметить, что оптимизированными полученными данными можно рассмотреть только в качестве выбранного критерия оптимизации. Далее представим общую структуру постановки оптимизационных бионспирированных проблем размещения.

Выбор начального пакета разнообразных вариантов решений проблемы рассматривается в качестве предварительного этапа, далее называемого пространство решений «Р». Далее выдвигаются необходимые ограничения O , из которых создается множество P' решений, которые удовлетворяют ограничениям O . Затем определяется параметр, и основываясь на нем, сравниваются полученные решения. Далее бионспирированную проблему размещения можно представить в виде последовательности данных: $\langle P, O, Q \rangle$, где $P' \subseteq P$; $Q: P' \rightarrow R$ – параметр оптимизации. Задача бионспирированной оптимизации – минимизация функции Q .

В работе представлены преимущества применения генетического алгоритма с перспективой использования как инструмента оптимизации. Подавляющее большинство алгоритмов представляют собой последовательность и дают возможность расширить область решения только в одном заданном направлении. Несмотря на то, что генетический алгоритм может выдать множество решений в одной итерации, в перспективе можно использовать данный метод на множестве направлений. Однако одно заданное направление в бионспирированной иерархии не представляет оптимизированного или «необходимого» решения, такое решение несложно выявить и продолжить работу на оптимальное решение [3]. Далее можно выделить положительную сторону генетических алгоритмов, которая состоит в том, что данные алгоритмы хорошо показывают себя в решении проблем, для них необходимо разрабатывать трудоёмкий и сложный путь решения, который содержит неоднородности, меняет свою структуру относительно времени или может содержать много локальных решений.

III. Теория

Быстрый рост прогресса в электронике и технической сфере обеспечивает достойный рост уровня вычислительной техники, отдельно необходимо отметить модернизацию их внутренних архитектур. В течение времени появились новые направления и средства в технической сфере, нанотехнологии стали давать возможность разрабатывать СБИС, которые содержат более 10^8 фрагментов на кристалле. Такие элементы используют зарубежные компаний Intel, AMD, Sumsung; ПЛИС фирм Xilinx, Altera, Actel и др.

Быстро возрастающая функциональная сложность и улучшение применяемых элементов ведут к неизбежной потребности к синтезу нового, функционального и специализированного инструмента САПР. Для удовлетворения данных потребностей предложен подход к конструкторскому автоматическому синтезу элементов СБИС на основе генетического алгоритма. Основными компонентами предложенного подхода являются алгоритмы, которые позволяют быстро и качественно решать различные проблемы синтеза.

В наш век стремительного развития большие зарубежные САПР содержат в себе большое количество уровней и циклов разработки, но их использование зачастую ограничивается высокой стоимостью их продуктов САПР, ко всему данные САПР не используют современные алгоритмические решения. Из вышесказанного можно считать задачу разработки САПР актуальной, с функцией поддержки решений проектных процедур уровня конструирования и содержащей в себе набор современных алгоритмов, которые берут свое начало от природных систем. Такой инструментарий был предложен в данной научной работе. Данная работа содержит открытый потенциал и дает возможность множество раз дополняться свежим функционалом и соответствующими программными модулями.

Основной целью представленной работы является синтез в разработанном пакете построенных многоуровневых структур и алгоритмов, которые могут позволить эффективно проводить автоматизацию в решении проблемы размещения фрагментов СБИС.

Генетические структуры размещения, показанные на рис. 1, содержат в себе сложенную систему. Разработанный алгоритм использует генетические составляющие для перемещения элементов с целью сокращения пустоты в рабочем пространстве. Параметр пригодности - основа на параметре неиспользуемого пространства, оставшегося в каждом слое F, которые можно определить отдельно взятыми нормализованными алгоритмическими выражениями постфиксов, которые кодируются в популяции. Процент пустого пространства в решении конструкторской задачи можно определить следующим образом:

$$\frac{A(R_F) - \sum_{i=1}^n A(R_i)}{\sum_{i=1}^n A(R_i)} \cdot 100,$$

где $A(R_F)$ – площадь около прямоугольника; $A(R_i)$ - площадь i-го базисного фрагмента. Линейная вероятность решения, где генотипы сортируются по закону со значениями своих собственных ошибок.

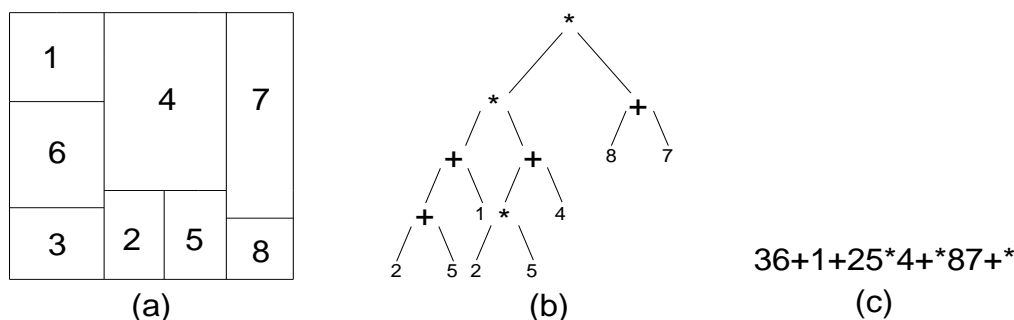


Рис. 1. Карта размещения фрагментов (а), бинарное дерево разрезов (б), постфиксное выражение (с)

ГА производит сортировку данных, из которых кодировщик производит обработанные выражения постфикса [4].



Рис. 2. Двоичные операции для нарезки структуры размещения фрагментов СБИС

План размещения может иметь вид, представленный в виде нормализованного прямоугольника и отмечен между 1 и n , где n – общее количество нормализованных прямоугольников. Бинарное дерево можно разделить альтернативно, с применением постфиксного алгоритмического решения.

```

{Input: module a, module b} //      каждый модуль представляет собой прямоугольник и состоит из
{Output: module c}          //      массива записей
Установка указателей на модули a, b; где кривая массива начнет пропускать инициализированные точки,
где ширина одного модуля меньше минимальной ширины для другого;
if (a[i].width>b[j].width) then // Инициализация указателей для массивов точек
  while (b[j].width<a[i].width) and (not end_of_list(b)) // в модулях a, b and c
    j=j+1
  endwhile
else
  while (a[i].width<b[j].width) and (not end_of_list(a))
    i=i+1
  endwhile
endif
//Создание новой кривой формы, пока не будет достигнут конец одного //из списков точек;
while (not end_of_list(a)) and (not end_of_list(b))
  case (a[i].width=b[j].width)
    case1 (a,b, c, i, j, k) // для всей ширины
    i=i+1; j=j+1; k=k+1
  case (a[i].width<b[j].width)
    case2 (a, b, c, i, j, k) // для равных широт
    i=i+1; k=k+1
  otherwise case2 (b, a, c, j, i, k) // промежуточный случай
    j=j+1; k=k+1
endwhile // выход из обоих списков точек завершен
case (end_of_list(a)) and (end_of_list(b)) quit
case (end_of_list(a)) case3 (b, a, c, j, i, k)
otherwise case2 (end_of_list(b)) case3 (a, b, c, i, j, k)

```

Рис. 3. Псевдокод нормализованного постфикса

Представленный отрывок кода раскрывает суть нормализованного постфикса, который синтезируется с помощью обхода по контуру операторов (*,+) дерева разрезов. Бинарное дерево раскрывает, как несколько треугольников могут в теории объединяться и рекурсивно ограничиваться. На рис. 2 представлена структура алгоритма двоичных операций (+,*), которая раскрывается на примере прямоугольников А и В: (+) ставит «В» в верхние ограничение относительно «А», и (*) показывает «В» справа от «А» [5].

IV. Результаты экспериментов

В пакете Cadence применялись образы пакетов ami 32 и ami 49, в свою очередь они имеют 96320 и 270629 фрагментов соответственно. При этом неиспользованное пространство с ami 32 составляет 2.37%, время работы алгоритма 0:02:34, ami 49 - 1.53% - 0:03:52.

Таблица 1

ВРЕМЕННАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ОТНОСИТЕЛЬНО НЕИСПОЛЗУЕМОГО ПРОСТРАНСТВА

	Повторяющиеся элементы	Генетический алгоритм		
		Неиспользуемое пространство, (%)	Кол-во фрагментов, шт.	Время работы алгоритма
ami 32	100	0.8	96320	00:01:55
ami 49	168	0.09	270629	00:03:27
Cadence				
ami 32	100	2.37	96320	00:02:34
ami 49	168	1.53	270629	00:03:52

Эти же макеты при обработке в нашем предложенном алгоритме дают результат: незадействованное пространство с ami 32 составляет 0.8% (время выполнения 0:01:55) и ami 49 - 0.09% (время выполнения 0:03:27), что позволяет разместить блоки с минимальным уровнем незадействованного пространства площадки и временем обработки.

V. Обсуждение результатов

К обсуждению предлагаются научные результаты, представленные в данной работе.

VI. Выводы и заключение

Появление нанометровых технологий производства, размещение фрагментов СБИС перешло в многозадачный режим оптимизации. Генетический алгоритм предоставляет оптимальное решение задачи с высокой степенью надежности и безотказности. Он хорошо себя зарекомендовал в работе с дискретными непрерывными задачами. На сегодняшний день генетические алгоритмы можно считать одним из лучших методов решения задачи. Их можно считать алгоритмом в общем виде, и поэтому они показывают хорошие результаты в любом рабочем поле.

В предложенных решениях изложен модифицированный генетический алгоритм, который работает на алгоритме кодирования определенных критериев по совмещению прямоугольников в пары, пользуясь пакетами символов для работы особых блоков и бинарных операторов. Предложенное решение модифицированного алгоритма пользуется генетическими функциями для фильтрации фрагментов СБИС. Можно сделать вывод о применимости на практике предложенного алгоритма в различные NP-полные задачи.

Проведенные эксперименты на пакете Cadence и оптимизированного генетического алгоритма дали результаты: при работе алгоритма на размещение фрагментов на пакете am1 32 и am1 49, неиспользованное пространство в пакете Cadence с aim 32 составляет 2.37% со временем 0:02:34 и am1 49 - 1.53% - 0:03:52. Такие же пакеты при работе с нашим разработанным алгоритмом показывают результат: неиспользуемое поле с aim 32 составляет 0.8% время 0:01:55 и am1 49 - 0.09% - 0:03:27, что дает возможность размещать фрагменты с минимальным процентом неиспользованного пространства поля и времени работы алгоритма.

Список литературы

1. Данильченко В.И., Курейчик В.М. Классификация и анализ методов решения задачи размещения СБИС // Информатика, вычислительная техника и инженерное образование. Изд-во Таганрог. 2018. Вып. 1. С. 1-20.
2. Запорожец Д.Ю., Кравченко Ю.А., Лежебоков А.А. Способы интеллектуального анализа данных в сложных системах // Известия Кабардино-Балкарского научного центра РАН. 2013. № 3. С. 52-54.
3. Cadence “Digital Implementation and Sign-off Flow,” in Rapid Adoption Kits. [Online]. URL: <http://support.cadence.com/>. (Дата обращения: 2019).
4. Данильченко В.И., Данильченко Е.В., Курейчик В.М. Программная реализация гибридного алгоритма размещения элементов СБИС с использованием модифицированного генетического алгоритма: программа для ЭВМ. М.: ФИПС, 2020. №2020610873.
5. Кулиев Э.В. Задача размещения элементов ЭВА с использованием генетического алгоритма и алгоритма пчелиной колонии // Труды конгресса по интеллектуальным системам и информационным технологиям «IS-IT'12». М.: Физматлит. В 4-х т. Т. 3. 2012. С. 99-104.

УДК621.372.542.3

ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ 15-ГО ПОРЯДКА 18 ГГц ДЛЯ СВЧ СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ

15-ORDER 18 GHz HIGHTPASS FILTER FOR MICROWAVE SYSTEMS-ON-CHIP

В. В. Ерохин

Омский государственный технический университет, Омск, Россия

V. V. Erohin

Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация – В данной статье описывается интегральный фильтр верхних частот 15-го порядка с частотой среза 18 ГГц. Разработанный фильтр будет использоваться в качестве входного фильтрующего устройства в сверхвысокочастотных системах на кристалле, в частно-

сти, в широкополосном приемнике с интеллектуальной системой адаптивной подстройки критически важных параметров с диапазоном рабочих частот 18-40 ГГц. Фильтр, как и вся система в целом, будет реализован в технологическом процессе БиК МОП 130 нм. Разработка и моделирование фильтра были произведены с помощью ПО Cadence. Были разработаны схемотехническое и две версии топологического описания фильтра, произведены компьютерные моделирования принципиальной схемы и экстракций топологических описаний. Результаты компьютерного моделирования экстракции лучшей версии топологического описания фильтра: частота среза 18 ГГц, затухание в полосе пропускания 0.33 дБ, неравномерность в полосе пропускания 0.35 дБ, подавление на частоте 15 ГГц 41.9 дБ, КСВ по входу не более 1.64. Занимаемая площадь на кристалле не более 0.345 мм². Разработанный фильтр полностью соответствует техническому заданию.

Ключевые слова – фильтр верхних частот, СВЧ, системы на кристалле, Cadence.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-81-89

I. Введение

В настоящее время все большее внимание уделяется разработке радиоаппаратуры диапазона сверхвысоких частот (СВЧ). Ни одно приемопередающее устройство не обходится без электрических фильтров, так как параметры электрических фильтров во многом определяют в целом характеристики устройства, а именно: увеличение динамического диапазона, эффективность использования частотного спектра, уменьшение массогабаритных показателей, повышение помехозащищенности и т.д. Особый интерес представляют LC-фильтры, работающие в СВЧ диапазоне. Это обусловлено возможностью их реализации в широком диапазоне частот, большим диапазоном возможных относительных полос пропускания, а также тем, что такие фильтры достаточно просто обеспечивают заданную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и позволяют работать со сравнительно большими уровнями входного сигнала. Использование интегральных СВЧ LC-фильтров позволяет значительно уменьшить массогабаритные размеры конечного устройства, а также создавать устройства типа система на кристалле (СнК).

В данной статье описывается разработка интегрального LC-фильтра верхних частот для использования в устройствах СнК, а именно в широкополосном приемнике 18-40 ГГц.

II. Постановка задачи

Требования к фильтру верхних частот основываются на требованиях к широкополосному приемнику (18-40 ГГц) с интеллектуальной системой адаптивной подстройки критически важных параметров. Технические требования, предъявляемые к фильтру, сведены в табл. 1. Жесткое требование к ослаблению на частоте 15 ГГц не менее 40 дБ основывается на том, что на этой частоте передаются сотовые сигналы некоторых операторов мобильной связи. Кроме указанных требований, приведённых в табл. 1, фильтр должен обеспечивать согласование с источником сигнала и нагрузкой 50 Ом.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ФИЛЬТРУ

Параметр	Значение
Технологический процесс	БиК МОП 130 нм
КСВ по входу	Не более 2
Частота среза, ГГц	18±1%
Неравномерность в полосе пропускания, дБ	Не более 1.5
Ослабление на частоте 15 ГГц, дБ	Не менее 40
Занимаемая площадь на кристалле, мм ²	Не более 1

III. Принципиальная схема и топологическое описание

Так как к фильтру предъявляются жесткие требования к крутизне спада АЧХ, то эффективнее использовать фильтр Чебышева.

На рис. 1 представлен квадрат АЧХ аналогового нормированного ФВЧ Чебышева первого рода.

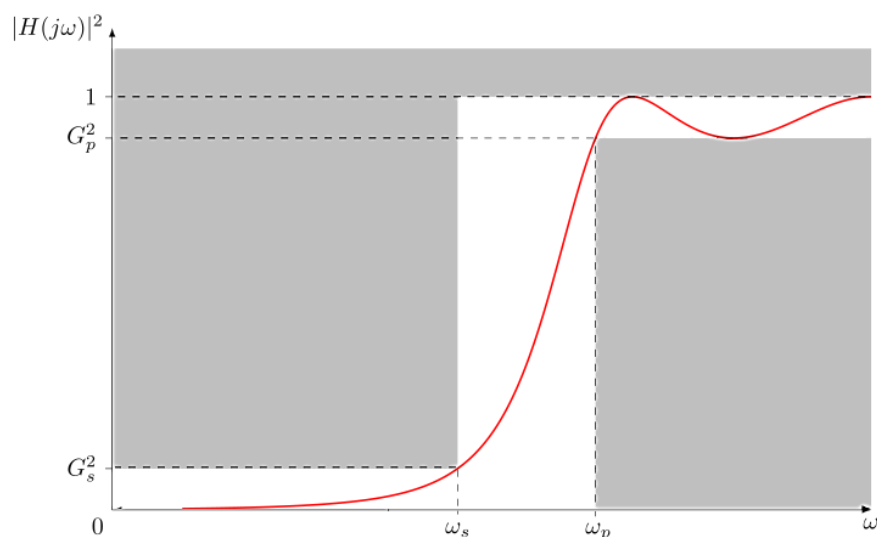


Рис. 1. Квадрат АЧХ аналогового нормированного ФВЧ Чебышева первого рода:
 ω_s – частота границы полосы задерживания (15 ГГц), ω_p – частота границы полосы пропускания (18 ГГц), G_s – амплитуда пульсаций в полосе задерживания, G_p – амплитуда пульсаций в полосе пропускания.

Для расчета порядка фильтра (N) воспользуемся формулами (1–5) [1, 2]:

$$R_p = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{G_p^2} \right) = 10 \cdot \log_{10} (1 + \varepsilon_p^2) \quad (1)$$

$$R_s = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{G_s^2} \right) = 10 \cdot \log_{10} (1 + \varepsilon_s^2) \quad (2)$$

$$\varepsilon_p = \sqrt{10^{R_p/10} - 1} \quad (3)$$

$$\varepsilon_s = \sqrt{10^{R_s/10} - 1} \quad (4)$$

$$N = \frac{\operatorname{arch}\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_p}\right)}{\operatorname{arch}\left(\frac{\omega_p}{\omega_s}\right)} \quad (5)$$

R_p – допустимое искажение в полосе пропускания (1 дБ), R_s – требуемое подавление в полосе задерживания (40 дБ), ε_p и ε_s – колебательные параметры. Рассчитаем порядок фильтра по формулам (1–5):

$$\varepsilon_p = \sqrt{10^{R_p/10} - 1} = \sqrt{10^{1/10} - 1} = 0.50884$$

$$\varepsilon_s = \sqrt{10^{R_s/10} - 1} = \varepsilon_s = \sqrt{10^{40/10} - 1} = 99.995$$

$$N = \frac{\operatorname{arch}\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_p}\right)}{\operatorname{arch}\left(\frac{\omega_p}{\omega_s}\right)} = N = \frac{\operatorname{arch}\left(\frac{99.995}{0.50884}\right)}{\operatorname{arch}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 10^9}{2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot 10^9}\right)} = \frac{5.97}{0.62} = 9.63$$

Исходя из расчетов, фильтр должен быть не менее 10-го порядка. Добротность интегральных катушек в технологическом процессе БиК МОП 130 нм не велика (30-150 на частотах 18-40 ГГц), поэтому для обеспечения необходимой крутизны спада АЧХ примем $N=15$. На рис. 2 представлена принципиальная схема ФВЧ 15-го порядка.

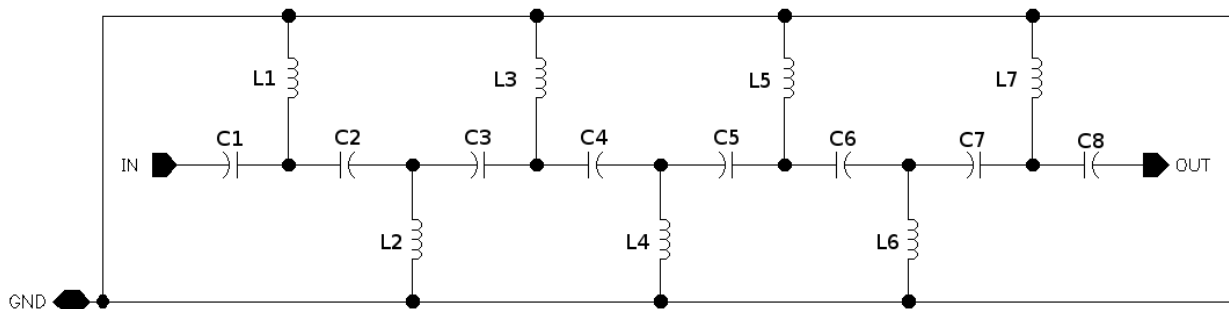


Рис. 2. Принципиальная схема ФВЧ 15-го порядка

Для расчета элементов схемы был использован табличный фильтр-прототип [3, 4]. Рассчитанные значения элементов фильтра сведены в табл. 2.

НОМИНАЛЫ ЭЛЕМЕНТОВ ПРИНЦИПАЛЬНОЙ СХЕМЫ ФВЧ

Емкости		Индуктивности	
Обозначение	Номинал, фФ	Обозначение	Номинал, пГн
C1, C8	253.2	L1, L7	285
C2, C7	90.3	L2, L6	212
C3, C6	80.0	L3, L5	200
C4, C5	77.8	L6	198

Для рассчитанного фильтра были разработаны два топологических описания с помощью программного обеспечения Cadence с учетом правил библиотеки кремний-германий БиК МОП 130 нм [5, 6]. Первая топология выполнена со стандартными катушками библиотеки БиК МОП 130 нм. Достоинством библиотечных катушек индуктивности является быстрое вычисление геометрических размеров катушек с помощью встроенного математического аппарата. Недостатком является невозможность создания полуторавитковых катушек индуктивности. С помощью использования полуторавитковых катушек индуктивности в фильтрах верхних частот можно физически разнести сигнальные дорожки и дорожки земли, уменьшив, таким образом, паразитные емкости между дорожками земли и сигнала. Для этих целей были вручную рассчитаны полуторавитковые катушки индуктивности [7, 8]. На рис. 3 представлено топологическое описание разработанного фильтра с использованием одновитковых библиотечных катушек индуктивности. Его размеры: длина 766 мкм, ширина 450 мкм, занимаемая площадь 0.345 мм². На рис. 4 представлено топологическое описание фильтра с использованием полуторавитковых катушек индуктивности с размерами: длина 936 мкм, ширина 532 мкм, занимаемая площадь 0.498 мм².

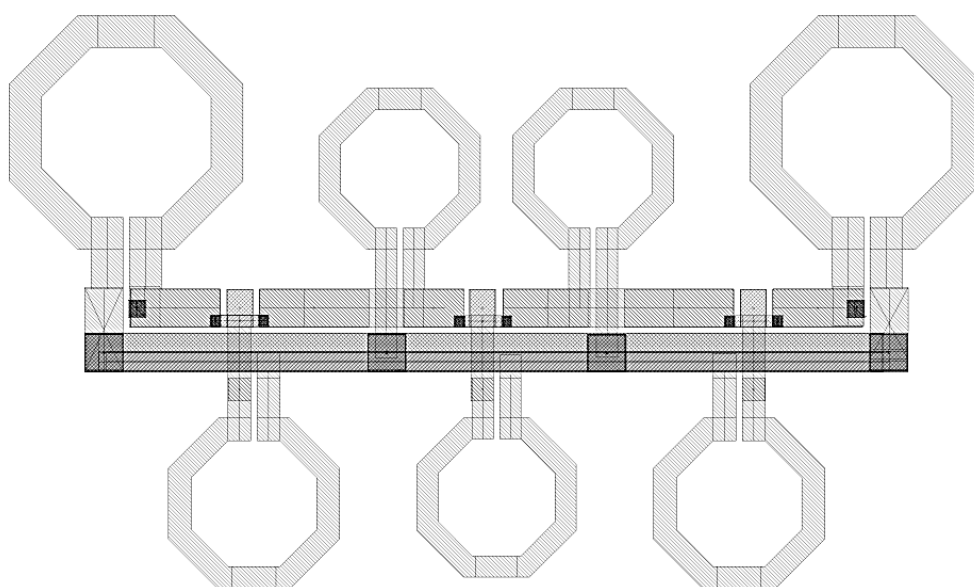


Рис. 3. Топологическое описание фильтра с использованием одновитковых катушек индуктивности

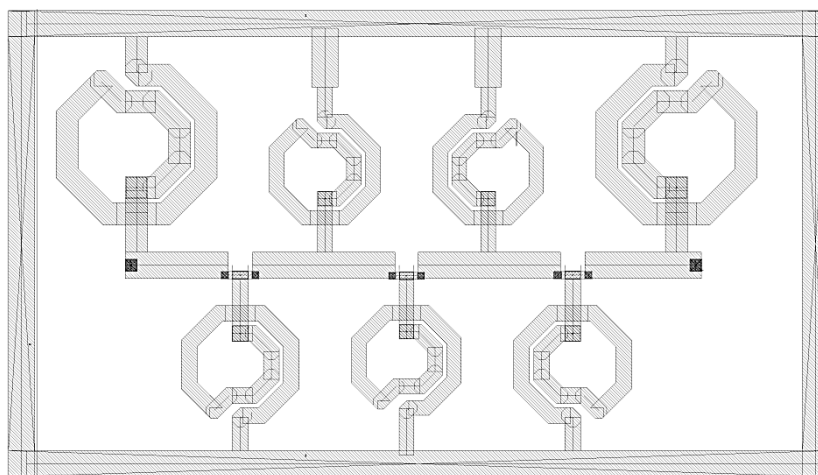


Рис. 4. Топологическое описание фильтра с использованием полуторачивковых катушек индуктивности

IV. Результаты компьютерного моделирования

На рис. 5 представлены результаты компьютерного моделирования в виде АЧХ фильтра. Точечной линией показана АЧХ принципиальной схемы, сплошной линией показана АЧХ экстракции топологического описания с одновитковыми катушками индуктивности, пунктирной линией - АЧХ экстракции топологического описания с полуторачивковыми катушками индуктивности, полученные с помощью ПО Cadence.

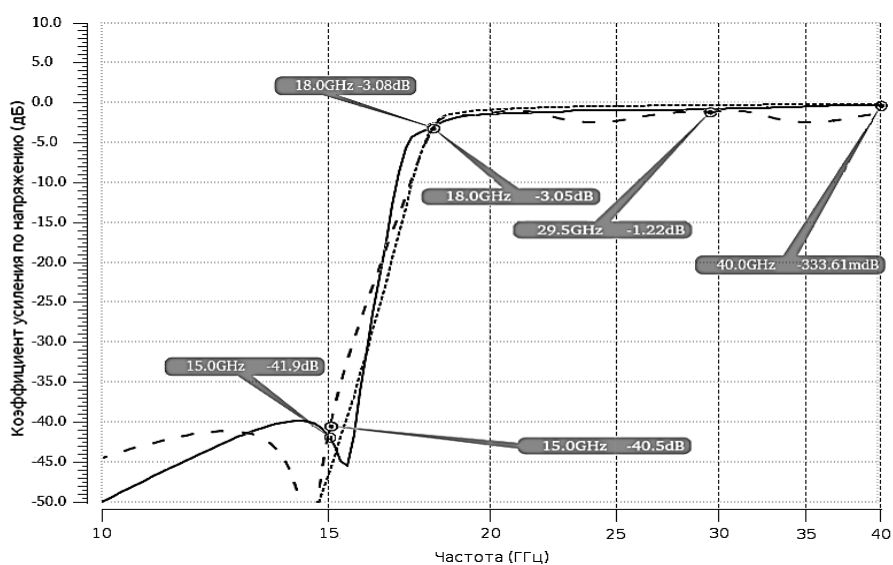


Рис. 5. АЧХ разработанного фильтра

На рис. 6 представлены результаты компьютерного моделирования в виде зависимости КСВ по входу от частоты разработанного фильтра. Точечной линией показаны результаты моделирования принципиальной схемы, сплошной линией – моделирования экстракции топологического описания с одновитковыми катушками, пунктирной линией – моделирования экстракции топологического описания с полуторачивковыми катушками с помощью ПО Cadence.

Для сравнения полученных характеристик в табл. 3 занесены результаты компьютерного моделирования фильтра.

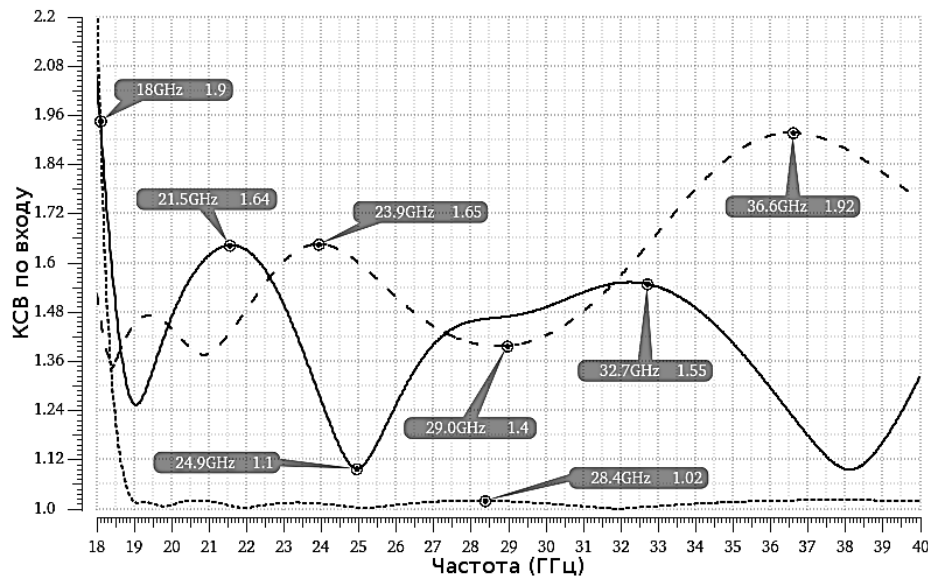


Рис. 6. Зависимость КСВ по входу от частоты разработанного фильтра

Таблица 3

РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Параметр	Значение			
	ТЗ	Принципиальная схема	Топология с одновитковыми катушками индуктивности	Топология с полторавитковыми катушками индуктивности
КСВ по входу	Не более 2	Не более 1.02	Не более 1.64	Не более 1.92
Частота среза, ГГц	$18 \pm 5\%$	18.0	18.0	18.0
Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, дБ	Не более 1.5	0.004	0.35	1.31
Минимальное ослабление в полосе пропускания, дБ	-	0.21	0.33	1.22
Ослабление на частоте 15 ГГц, дБ	Не менее 40	46.3	41.9	40.5
Занимаемая площадь на кристалле, мм ²	Не более 1	-	0.345	0.498

V. Обсуждение результатов

По результатам компьютерного моделирования на рис. 5 видно, что АЧХ экстракций топологических описаний близки к АЧХ принципиальной схемы фильтра. Частота среза АЧХ экстракций двух версий топологических описаний и принципиальной схемы равна 18 ГГц. По графикам на рис. 5 и данным, занесенным в табл. 3, видно, что неравномерность АЧХ в полосе пропускания у топологии с одновитковыми катушками индуктивности на 0.96

дБ меньше, чем у топологии с полуторавитковыми катушками индуктивности. Минимальное ослабление в полосе пропускания у топологии с библиотечными катушками индуктивности на 0.89 дБ меньше, чем у топологии с полуторавитковыми катушками индуктивности и на 0.12 дБ больше, чем у принципиальной схемы. Ослабление на частоте 15 ГГц: у принципиальной схемы 46.3 дБ (на 6.3 дБ больше значения, заданного техническим заданием), у топологии с одновитковыми катушками 41.9 дБ (на 1.9 дБ больше минимально допустимого значения), у топологии с полуторавитковыми катушками 40.5 дБ (на 0.5 дБ больше необходимого значения).

По графику на рис. 6 и данным, занесенным в табл. 3, видно, что КСВ по входу в полосе пропускания принципиальной схемы не превышает 1.02, КСВ по входу топологии с одновитковыми катушками в полосе пропускания находится в пределах от 1.10 до 1.64, топологии с полуторавитковыми катушками – от 1.40 до 1.92. КСВ по входу топологии с полуторавитковыми катушками индуктивности больше, чем у топологии с одновитковыми, но не выходит за пределы, заданные техническими требованиями.

Площадь, занимаемая топологией с полуторавитковыми катушками индуктивности, на 0.153 мм² (в 1.44 раз) больше, чем у топологии с одновитковыми катушками.

Результаты компьютерного моделирования фильтра верхних частот показали, что и топология фильтра с одновитковыми катушками и с полуторавитковыми катушками полностью соответствуют техническому заданию, но топология с одновитковыми катушками имеет несколько лучшие параметры.

VI. Выводы и заключение

В данной работе показано, что был разработан фильтр верхних частот 15-го порядка с частотой среза 18 ГГц для использования в качестве сложно-функционального блока в широкополосном приемнике (18-40 ГГц) с интеллектуальной системой адаптивной подстройки критически важных параметров и в других системах на кристалле (в технологическом процессе БиК МОП 130 нм). В широкополосном приемнике разработанный фильтр будет использоваться в качестве входного фильтра. Была рассчитана принципиальная схема, разработаны две версии топологического описания фильтра (с библиотечными одновитковыми катушками и полуторавитковыми катушками). Достоинство топологии с полуторавитковыми катушками индуктивности заключается в уменьшении паразитных емкостей между сигнальными дорожками и дорожками земли. Недостатком этой версии топологии является сложность расчета и подстройки полуторавитковых катушек индуктивности.

Были произведены компьютерные моделирования принципиальной схемы и двух версий топологических описаний разработанного фильтра верхних частот. Результаты компьютерного моделирования топологии фильтра с одновитковыми катушками: частота среза 18 ГГц, ослабление на частоте 15 ГГц 41.9 дБ, неравномерность в полосе пропускания 0.35 дБ, ослабление в полосе пропускания не менее 0.33 дБ, КСВ по входу не более 1.64, занимаемая площадь на кристалле 0.345 мм². Результаты компьютерного моделирования топологии фильтра с полуторавитковыми катушками: частота среза 18 ГГц, ослабление на частоте 15 ГГц 40.5 дБ, неравномерность в полосе пропускания 1.31 дБ, ослабление в полосе пропускания не менее 1.22 дБ, КСВ по входу не более 1.92, занимаемая площадь на кристалле 0.498 мм². Ха-

характеристики двух версий топологического описания фильтра полностью соответствуют техническому заданию, но топология фильтра с одновитковыми катушками индуктивности имеет несколько лучшие характеристики. Это связано с тем, что полуторавитковые катушки индуктивности рассчитываются вручную с погрешностями и они сложны в подстройке.

Список литературы

1. Лем Г. Аналоговые и цифровые фильтры. М.: Мир, 1982. 592 с.
2. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. М.: ДМК Пресс, 2018. 638 с.
3. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. М.: Радио и связь, 1983.
4. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров: пер. с англ. / под ред. А. Е. Знаменского. М.: Сов. радио, 1974.
5. Jim Williams. Analog Circuit Design: Art, Science and Personalities / Butterworth-Heinemann (USA). 1998. 415 p.
6. Alan Hastings. The art of analog layout / Prentice hall. 2001. 539 p.
7. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Ленинград: Электросоюзиздат, 1986.
8. Стрижков И. Г., Разнован О. Н. Магнитное поле плоской катушки и распределение его параметров // Труды Кубанского государственного аграрного университета. 2012. № 37. С. 225–228.

УДК 621.396.7

КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ МОБИЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ СВЯЗИ

DESIGN AND TECHNOLOGICAL METHODS OF PROVIDING ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF RADIO DEVICES IN MOBILE COMPLEX

Т. Б. Клименко

Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия

T. B. Klimenko

Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russian Federation

Аннотация – Рассмотрены конструкторско-технологические методы обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических устройств мобильных комплексов связи, приведены примеры реализации рассматриваемых методов, даны практические рекомендации. Результаты проделанной работы могут быть интересны разработчикам, которые занимаются

вопросами электромагнитной совместимости радиотехнических устройств аппаратных мобильных (полевых) радиоэлектронных комплексов различного назначения.

Ключевые слова – мобильные комплексы связи, электромагнитная совместимость, радиотехнические устройства

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-89-99

I. Введение

Проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) возникла в результате технологических инноваций в течение прошлого столетия и связана она, прежде всего, с применением твердотельных компонентов, которым для работы необходим низкий уровень тока и напряжения, что явилось причиной увеличения восприимчивости радиотехнических устройств на основе твердотельных компонентов к внешним низкочастотным помехам. Современные системы включают в себя множество твердотельных компонентов, и теперь мы перешли к областям крупномасштабной интеграции и малой геометрии с еще более низким энергопотреблением, необходимым для работы этих радиотехнических устройств (РТУ) [1]. При проектировании мобильных комплексов связи одной из главных задач является обеспечение ЭМС РТУ. Это обусловлено тем, что в состав современных мобильных комплексов связи входит большое количество РТУ, в том числе и мощных радиопередающих устройств, работающих в общих или смежных полосах частот, что еще больше усугубляет электромагнитную обстановку (ЭМО) проектируемого мобильного комплекса. Задача обеспечения ЭМС усложняется ограниченностью пространства, в котором размещены РТУ мобильного комплекса связи.

II. Постановка задачи

Цель работы – рассмотреть конструкторско-технологические методы обеспечения ЭМС РТУ мобильных комплексов связи, привести примеры реализации рассматриваемых методов, а также обратить внимание разработчиков комплексов на необходимость применения конструкторско-технологических методов обеспечения ЭМС при проектировании.

Решаемая задача заключается в анализе существующих методов обеспечения ЭМС и применении данных методов к объекту исследования.

Объект исследования – радиотехнические устройства, входящие в состав мобильного комплекса связи.

III. Теория

1. Мобильные комплексы связи

Мобильные комплексы связи представляют собой подвижные радиоэлектронные комплексы, предназначенные для организации систем связи различных министерств, а также служб ремонта и эксплуатации нефтепроводов и разработки месторождений. Мобильные комплексы связи состоят из мобильных аппаратных различного назначения, которые размещаются в кузовах-фургонах, кузовах-контейнерах на транспортной базе автомобилей. На рис. 1 показан пример размещения РТУ внутри кузова-фургона мобильного комплекса связи [2].

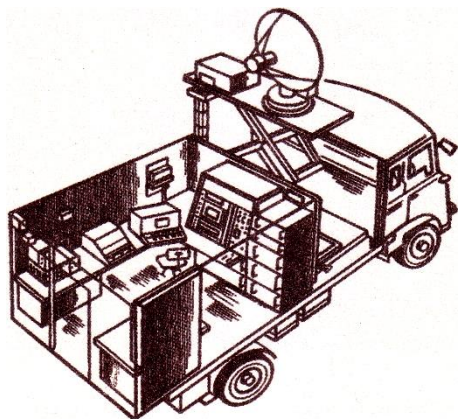


Рис. 1. Компоновка аппаратной мобильного комплекса связи

2. Определение ЭМС

Как известно, ЭМС – это способность РТУ функционировать с требуемым качеством под воздействием непреднамеренных электромагнитных помех (НЭМП) и не создавать недопустимых помех другим радиотехническим средствам. Базовая модель ЭМС (см. рис. 2) состоит из трех основных элементов: источника, приемника и пути распространения помех. Основываясь на знании этой модели, обеспечение ЭМС сводится к принятию мер следующего характера:

- подавление энергии источника помех (уменьшение количества излучаемой энергии);
- повышение помехоустойчивости приемника;
- исследование пути распространения помех и принятие мер по их устранению/уменьшению количества передаваемой энергии [1].

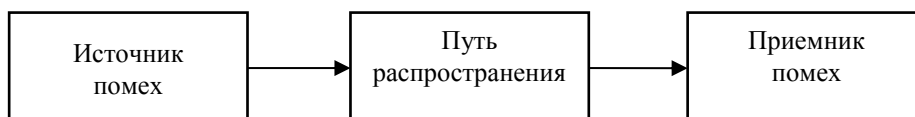


Рис. 2. Элементы базовой модели ЭМС

3. Конструкторско-технологические методы обеспечения ЭМС РТУ мобильных комплексов связи

Целью конструкторско-технологических методов обеспечения ЭМС являются:

- ослабление НЭМП;
- снижение восприимчивости рецепторов НЭМП;
- усиление затухания электромагнитных полей на пути распространения помех [3].

Конструкторско-технологические методы обеспечения ЭМС, направленные на обеспечение ЭМС конкретных РТУ, входящих в состав мобильного комплекса связи, – это методы, которые не касаются принципов действия, электрических схем и функциональных параметров РТУ. К ним относятся:

- экранирование блоков РТУ;
- экранирование проводников;

- группирование проводников в межблочных соединениях;
- зонирование РТУ и компоновка их в мобильных комплексах;
- заземление;
- молниезащита.

а. Группирование проводников в межблочных соединениях

Проводники в межблочных соединениях (кабели) являются самыми длинными путями распространения сигнала между составными частями аппаратных мобильных комплексов связи. Они не что иное, как антенны для приема и излучения электромагнитных полей внешнего происхождения [4]. Кабели могут быть как приемником помех (чувствительные кабели), так и сами способны создавать НЭМП.

Для оценки ЭМС в кабельных системах используются два основных параметра: затухание излучения и межкабельные наводки [5]. Затухание излучения характеризует защищенность кабельной линии от внешних электромагнитных помех, а также уровень внешнего излучения линии в окружающую среду. Затухание излучения определяется как отношение внешнего уровня помех к результирующему уровню помех внутри кабельной системы. Идеальная симметричная система является отличной средой передачи, но на практике не бывает идеально сбалансированных систем. Несмотря на то, что коаксиальные кабели представляют собой закрытые электродинамические структуры, в силу ряда причин часть энергии излучается в свободное пространство. Основной причиной такого излучения является антенный эффект коаксиального кабеля, вызванный следующими явлениями [6]:

- несовершенство электрогерметичности внешнего проводника кабеля;
- присутствие неоднородностей в виде муфт, разъемов, переходов;
- наличие дефектов кабелей: изломов, проколов и т. п.;
- неисправности в соединителях;
- затекание тока на наружную поверхность внешнего проводника коаксиального кабеля за счет асимметрии нагрузок.

Межкабельные наводки. Внешние помехи на кабель могут создаваться не только сторонними источниками излучения, то есть РТУ, но и генерироваться слаботочными кабелями, по которым передаются данные, оказывающими электромагнитное взаимодействие, проложенными рядом – такие кабели называют «соседними» кабелями.

Из технических рекомендаций наиболее простым и эффективным способом обеспечения ЭМС является разнесение кабельных трасс и источников помех в пространстве, однако, в ограниченном пространстве решение этой задачи является весьма непростым. Для проектирования монтажной кабельной системы целесообразно разделение кабелей на четыре различные группы в соответствии с уровнем передаваемой мощности (для источников помех – III и IV группы) и особенностями передачи информации (для рецепторов помех – I и II группы) [3]. Кабельное экранирование (оплетки кабелей, применение экранирующих материалов, фольги) остается основным хорошим способом обеспечения ЭМС и к тому же эффективно с точки зрения затрат. Влияние помех на кабели различных групп может быть сильно снижено при хорошо спланированной прокладке, для этого следует соблюдать следующие меры [4]:

- расстояние между кабелями разных групп должно быть тем больше, чем дальше идут кабели параллельно;
- кабели, чувствительные к помехам, и кабели источники помех следует скрещивать всегда только перпендикулярно;
- при использовании кабельных каналов замкнутые формы кабельных каналов предпочтительней, чем открытые, поскольку снижают несимметричные помехи. Кабельные каналы должны иметь непрерывную проводящую металлическую конструкцию на всей кабельной трассе;
- применив эффект экрана, можно существенно уменьшить излучения при прокладке в кабельном канале или на угловом профиле [7];
- если выбрана конкретная форма кабельного канала, она должна использоваться на всей его длине;
- экраны кабелей должны заземляться с обоих концов. С точки зрения заземления экрана кабеля идеальным является случай, когда параллельно кабелю прокладывается заземляющий проводник, выполняющий функцию уравнивания потенциалов и существенно снижающий паразитные токи на оплетке [8];
- особенно внимательно следует относиться к заземлению экранированных кабелей: возможны случаи, когда при нарушении топологии заземления или качества его монтажа электромагнитное влияние не улучшается, а ухудшается [8];
- входящие и выходящие провода прокладываются вместе по всей длине. Каждый провод питающего напряжения прокладывается вместе с заземляющим проводом;
- если из-за ограниченности объема не удастся выполнить разделение кабелей групп, то разделение выполняется сразу же после прохождения кабелями зоны с ограниченными габаритами [9] или необходимо помещение кабелей разных групп в отдельные кабельные каналы для уменьшения взаимного влияния [10].

Стоит отметить, что выбор предпочтительного решения – пространственное разнесение, упомянутое выше экранирование и сокращение длины параллельной прокладки – в каждом случае индивидуален [4].

b. Экранирование проводников

Воздействие помехи на кабель может быть сильно снижено при применении экранирования кабелей. Важным для затухания помех в экране является заземление экрана.

Очень важно правильно рассчитать длины кабельных межблочных соединений. Смотанные в бухту длинные кабели работают как антенны, исключение влияния помех от них возможно только после размотки бухты кабелей.

Кабельные соединители (разъемы) должны быть тщательно выбраны, чтобы не стать слабым звеном в цепи. Разъемы следует устанавливать в соответствии с техническими условиями. При этом особое внимание нужно уделять соединению экранов проводов с корпусом прибора.

c. Экранирование блоков РТУ

Экранирование предназначено для ослабления электромагнитных полей. Под экраном понимают конструкцию, предназначенную для подавления НЭМП, проникающих внутрь экрана или излучаемых из его внутреннего пространства.

Эффективность экранирования зависит от толщины и структуры стенок экрана (однородность, количество слоев), выбора материалов, наличия отверстий и щелей, частоты помехи. Наличие щелей и отверстий снижают эффективность экрана, поэтому нужно следить, чтобы их размеры были намного меньше длин волн рабочего диапазона [11]. Для экранирования СВЧ устройств экран преимущественно должен быть электрически герметичен, так как длина волны помехи достаточна мала (1...10 см).

Вне зависимости от параметров экрана на резонансных частотах ослабляемого поля и собственных частотах экрана эффективность экранирования может существенно ухудшиться (см. рис.3) [12].

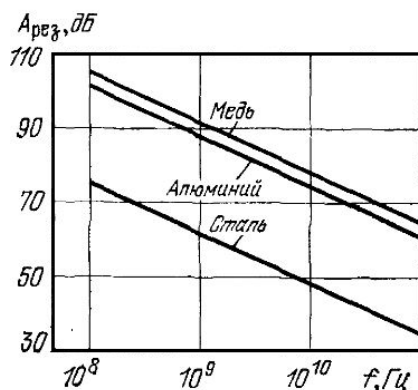


Рис. 3. Частотные зависимости составляющей экранного затухания Арез для различных материалов

Изменяя внутренние размеры экрана, можно изменять и его резонансные частоты. Поэтому при конструировании СВЧ экранов с учетом возможных внутренних резонансов необходимо выбирать такие внутренние размеры полости, чтобы длина волны помехи не попадала в спектр собственных длин волн экрана, то есть была бы больше длины волны внутренней полости экрана.

Эффективность замкнутого электрически герметичного экрана определяется формулой (1) [13]:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_{\text{отр}} + \mathcal{E}_{\text{погл}} + \mathcal{E}_{\text{вн отр}} \quad (1)$$

где $\mathcal{E}_{\text{отр}}$ – ослабление энергии падающей волны за счет отражения на границе сред;

$\mathcal{E}_{\text{погл}}$ – ослабление вследствие затухания энергии волны в толще экрана;

$\mathcal{E}_{\text{вн отр}}$ – ослабление из-за внутреннего отражения в самом экране.

Обычно при $\mathcal{E}_{\text{погл}} \geq 10$ дБ принимают $\mathcal{E}_{\text{вн отр}} = 1$. Поэтому можно учитывать только две составляющие эффективности экранирования.

Эквивалентный радиус экрана определяется по формуле (2):

$$R_{\mathcal{E}} = 0.62 \sqrt[3]{b \cdot l \cdot h}, \text{ м} \quad (2)$$

где b, l, h – геометрические размеры экрана, м.

Волновое сопротивление электрического поля определяется по формуле (3):

$$Z_E = Z_0 \frac{\lambda}{2 \cdot R_Э \cdot \pi}, \text{ Ом}, \quad (3)$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства ($Z_0 = 377 \text{ Ом}$).

Средняя эффективность экранирования электрического поля определяется следующим выражением:

$$\mathcal{E}_{0E} = \sqrt{\frac{\delta}{\rho}} Z_E \cdot \sqrt[3]{\frac{\lambda}{R_Э}} \cdot e^{\frac{2 \cdot \pi \cdot d}{m}} \left(1 - \frac{\pi \cdot m}{\lambda}\right)^6, \quad (4)$$

где δ – глубина проникновения волны в экране, м;
 ρ – удельное сопротивление материала экрана, Ом·м.
 λ – длина волны, м;
 d – толщина материала экрана, м;
 m – наибольший размер отверстия, м.

Глубина проникновения определяется формулой (5)

$$\delta = 0,03 \sqrt{\frac{\lambda \cdot \rho}{\mu_r}}, \text{ м}, \quad (5)$$

где μ_r – относительная магнитная проницаемость материала экрана.

Волновое сопротивление и средняя эффективность экранирования магнитного поля определяется по формулам (6) и (7) соответственно:

$$Z_H = Z_0 \frac{2 \cdot R_Э \cdot \pi}{\lambda}, \text{ Ом}. \quad (6)$$

$$\mathcal{E}_{0H} = \sqrt{\frac{\delta}{\rho}} Z_H \cdot \sqrt[3]{\frac{\lambda}{R_Э}} \cdot e^{\frac{2 \cdot \pi \cdot d}{m}} \left(1 - \frac{\pi \cdot m}{\lambda}\right)^6. \quad (7)$$

d. Молниезащита

Аппаратная мобильного комплекса представляют собой антенну и излучает мешающий сигнал (помехи). Это происходит из-за того, что на аппаратную падает электромагнитная волна, образованная земными (шум неба, молниевые разряды, статические разряды в осадках) и внеземными (космические шумы, солнце) источниками НЭМП [14]. Так как наружная поверхность стенок кузова аппаратной выполнена из металла, то электромагнитная волна воспринимается, возникают токи, происходит переизлучение, таким образом, через антенные вводы на входы приемников поступает не только полезный сигнал с приемных антенн, но и сигнал, излучаемый аппаратной. Наведенный сигнал внутрь аппаратной через непосредственно стенки кузова практически не попадает, т.к. задерживается стенками кузова аппаратной, состоящими из двух металлических листов и пенопласта между ними. То есть на

чувствительные к помехам элементы коммутаторы приемных антенн или радиоприемные устройства действует слабый сигнал, прошедший сквозь стенки кузова. Молниезащита мобильных комплексов предназначена для обеспечения ЭМС РТУ и атмосферного электричества, в том числе и в виде грозы. Молния представляет собой электрический разряд и, с точки зрения ЭМС, опасна своим вторичным проявлением – действием на аппаратные мобильных комплексов связи электромагнитным полем близких разрядов и заносом высокого потенциала (перенапряжения в виде набегающей на мобильный комплекс волны) внутрь аппаратных по внешним кабелям. Эффективным способом снижения электромагнитного влияния атмосферы на РТУ является использование естественных экранирующих, уравнивающих и заземляющих свойств [15] аппаратных мобильных комплексов связи.

е. Заземление

Цель метода «Заземление» тесно связана с назначением молниезащиты, т.е. уменьшение влияния электромагнитной волны атмосферы на входы приемников. Но это не единственная ее цель. Как было рассмотрено ранее, эффективное экранирование возможно лишь в случае организации качественного заземления РТУ и проводников.

ф. Зонирование РТУ и компоновка их в мобильных комплексах

Под зонированием понимают объединение РТУ с одинаковой ЭМО. То есть РТУ, содержащие чувствительные к электромагнитным помехам элементы, следует размещать в зоне экранированной области с пониженным уровнем напряженности электромагнитных полей. Только после определения зон с разной интенсивностью электромагнитных полей можно проводить общую компоновку [3] всего мобильного комплекса связи.

IV. Результаты экспериментов

Группирование кабелей в межблочных соединениях

Общее количество кабельных соединений в аппаратных мобильных комплексах связи составляет в среднем 140...240 кабелей. В рассматриваемой аппаратной относительно небольшое количество кабельных соединений – 111 кабелей. При делении кабелей на группы учитывались уровни передаваемой мощности и особенности передачи информации по кабелям. Для снижения электромагнитных нагрузок проведено разнесение кабельных трасс и источников помех в пространстве с учетом мер, описанных в методе «Группирование проводников в межблочных соединениях». Схема расположения групп кабелей и общей шины заземления представлена на рис.4.а.

Все кабели выполнены экранированными, что позволило эффективно и без особых усилий снизить большую часть НЭМП. Экраны кабелей заземлены с обоих концов. Неиспользуемые провода заземлены с обоих концов. Параллельно I и II группе кабелей проложена медная шина контура заземления, выполняющая функцию уравнивания потенциалов и существенно снижающая паразитные токи. Экраны всех кабелей подключены к кабельным соединителям, которые в свою очередь соединены с заземленными корпусами РТУ через металлические резьбовые отверстия.

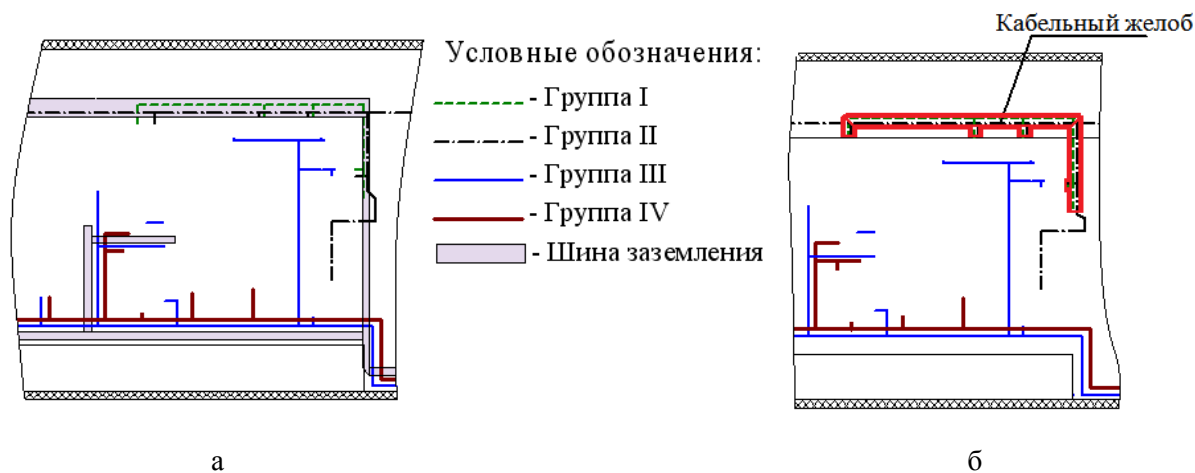


Рис. 4. Фрагмент расположения кабелей и общей шины заземления в аппаратной (РТУ не показаны)

Экранирование кабельных межблочных соединений

Для группы I, в которую отнесены пять кабелей, которые в значительной мере подвержены помехам, необходимо было предпринять дополнительные меры по снижению НЭМП. Это связано с тем, что два кабеля из группы I осуществляют передачу данных на скорости 1 Гбит/с. Применены кабели "витая пара", которые являются симметричной структурой. Обеспечение скорости 1 Гбит/с возможно только при отсутствии влияющих на них помех. При эксплуатации оказалось, что помехи нарушают симметрию. Система с нарушенной симметрией сохраняет свою работоспособность до определенного уровня внешних помех. Работоспособность линии составляла 1...4 часа, дальнейшая работа линии возможна была только на следующий день. Несмотря на то, что кабели выполнены в виде "витой пары" и экранированы лентой из алюминиевой фольги, оставалась высокая чувствительность витопарных кабелей к помехам. Проведя анализ расположения кабельных трасс различных групп кабелей, было принято решение дополнительно экранировать I группу кабелей электрически герметичным металлическим желобом (см. рис. 4 б), применение которого устранило проблему.

Экранирование устройств

В аппаратной приемного центра узла связи мобильного комплекса на этапе изготовления опытного образца выяснилось, что модем не работает с заданными параметрами. Непроработка этого вопроса произошла из-за того, что на этапе проектирования отсутствовала информация о наличии этого модема в составе аппаратной. Поэтому проблему ЭМС пришлось решать уже на этапе изготовления и монтажных работ. В ходе анализа проблемы ЭМС выяснилось, что уровень промышленных помех намного выше уровня передаваемого сигнала модемом. Измеренный уровень промышленных помех для модема составляет 60 дБ. Согласно [16] уровни напряженности электрического поля для устройств внутри подвижных объектов не должны превышать значений в 26 дБ/мкВ/м при частоте помехи 3 МГц и 20 дБ/мкВ/м при частоте помехи 30 МГц. Следовательно, необходимо уменьшить воздействие помех до допустимых уровней. Этого можно достичь с помощью экранирования источника

помех или модема. В данном случае экономически выгоднее экранировать модем, чем источник помех. Выполнен расчет по методике, описанной в методе «Экранирование блоков РТУ». При оптимальном соотношении свойств материала, толщины стенок и размеров отверстий получен экран, обладающий достаточной эффективностью экранирования как электрического, так и магнитного полей на частотах от 3 до 30 МГц.

Система заземления мобильных комплексов связи

В аппаратных осуществляется заземление как непосредственно самих РТУ, так и внутренних, наружных стенок кузова, то есть все металлические конструкции, установленные на стенках аппаратной, заземлены при условии прямого контакта с неокрашенной металлической поверхностью стенок кузова. Обеспечение полного заземления мобильного комплекса связи происходит путем подключения всех проводов заземления к общей шине, проходящей по всему периметру аппаратной, которая в свою очередь подключена к заземляющим электродам, углубленным в землю. Выбор проводов заземления, геометрические размеры, количество и глубина заглубления заземляющих электродов определены из расчетов. Рассмотренная система заземления внутри и снаружи аппаратной мобильного комплекса связи обеспечивает мобильный комплекс связи от атмосферных электромагнитных помех, обеспечивает электрическую защиту обслуживающего персонала и компонентов оборудования от воздействия высокого напряжения и напряжения помех. Измерения уровня напряженности помех на входе и выходе линейных вводов коммутаторов приемных антенн показали, что заземление ведет к значительному уменьшению уровня помех. Более подробно организация системы заземления описана в [17].

V. Обсуждение результатов

Очевидно, что соблюдение конструкторско-технологических методов обеспечения ЭМС усложняет реализацию конструктивных решений, например, из-за отдельного проектирования силовой и слаботочной проводки прокладка кабельных трасс чрезвычайно усложняется, осуществление зонирования по интенсивности электромагнитных помех ограничивает варианты размещения РТУ в аппаратной мобильного комплекса связи и др. Но принятые меры оправдывают затраченные на них силы, достигается требуемое качество совместной работы РТУ.

VI. Выводы и заключение

В работе проведены теоретические исследования конструкторско-технологических методов обеспечения ЭМС РТУ мобильных комплексов связи, разработаны кабельная и заземляющая системы с учетом ЭМС. Несомненно, мероприятия по обеспечению ЭМС должны быть проведены, прежде всего, на этапе проектирования мобильных комплексов связи для минимизации затрат, направленных на обеспечение ЭМС на более поздних этапах.

В настоящее время ведется углубленное изучение молниезащиты, исследование и проработка не рассмотренного в статье мероприятия «Зонирование РТУ и компоновка их в мобильных комплексах».

Список литературы

1. Rybak T., Steffka M. Automotive electromagnetic compatibility (EMC). USA: KluwerAcademicPublishers, 2004. 310 p.
2. Муромцев Д. Ю., Тюрин И. В., Белоусов О. А. Конструирование узлов и устройств электронных средств: учеб. пособие. Ростов н/Д: Феникс, 2013. 540 с.
3. Седельников Ю. Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учеб. пособие. Казань: Новое знание, 2006. 304 с.
4. Миколаенко В. Электромагнитная совместимость кабельных систем. Пути решения // ITPartner. 2010. № 2 (2).
5. Экранированные и неэкранированные кабели, параметры для оценки ЭМС кабельных систем, затухание излучения и межкабельные наводки. URL: <http://oskc.ru/?p=6192> (дата обращения: 18.02.2020).
6. Электромагнитная совместимость кабельных сетей. URL: <http://nilem.ru/index.php?page=elektromagnitnaya-sovmestimost-kabelnyh-setej#main>. (дата обращения: 18.02.2020).
7. Электромагнитная совместимость (ЭМС) в приводной технике. Практика приводной техники // SEW eurodrive. 2012. № 2. 96 с.
8. Дорофеев И. В. Общие вопросы электромагнитной совместимости в кабельных линиях передачи данных // Технологии и средства связи. 2006. № 3. С. 90–93.
9. Уайт Дональд Р. Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. В 3-х вып. Вып. 2. Внутрисистемные помехи и методы их уменьшения: сокр. пер. с англ. / Под. ред. А. И. Сапгира. М.: Сов. радио, 1978. 272. с.
10. Christos Christipoulos. Principles and Techniques of Electromagnetic Interference and Compatibility // 2nd ed. London.: Published by Taylor & Francis Group, LLC, 2007. 504p.
11. Шапиро Д. Н. Электромагнитное экранирование. Долгопрудный: Интеллект, 2010. 120 с.
12. Воробьев Е. А. Экранирование СВЧ конструкций. М.: Советское радио, 1979. 136 с.
13. Полонский Н. Б. Конструирование электромагнитных экранов для радиоэлектронной аппаратуры. М.: Советское радио, 1979. 216 с.
14. Балюк Н. В., Болдырев В. Г., Булеков Л. Н. [и др.]. Электромагнитная совместимость технических средств подвижных объектов: учеб. пособие. М.: Издательство МАИ, 2004. 648 с.
15. Карякин Р. Н. Справочник по молниезащите. М.: Энергосервис, 2005. 880 с.
16. Савицкий О. К., Денискин С. В. Оценка электромагнитной совместимости технических средств подвижного объекта // Техника радиосвязи. 2009. Вып. 14. С. 47–51.
17. Клименко Т. Б., Зезюля Е. В. Заземление полевых подвижных комплексов связи // Техника радиосвязи. 2014. Вып. 2 (22). С. 33–38.

**ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ РАДИОТРАКТА ППМ АФАР X-ДИАПАЗОНА
В МОНОЛИТНОМ ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ**

**FUNCTIONAL PARTS OF X-BAND AESA T/R MODULES BASED
ON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS**

А. В. Кондратенко¹, Д. С. Брагин¹, А. М. Досанов¹, Д. Д. Зыков^{1,2}, П. С. Сорвачев³

¹ФГБОУ ВО «ТУСУР», Томск, Россия

²АО «ПКК Миландр», Зеленоград, Москва, Россия

³ООО «ПитерСофт Инжиниринг», Нижний Новгород, Россия

A. V. Kondratenko¹, D. S. Bragin¹, A. M. Dosanov¹, D. D. Zikov^{1,2}, P. S. Sorvachev³

¹Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

²JSC «ICC Milandr», Zelenograd, Moscow, Russia

³PeterSoft Engineering, Ltd., Nizhny Novgorod, Russia

Аннотация – В докладе представлены результаты разработки различных функциональных узлов радиотракта ППМ АФАР X-диапазона частот в виде монолитных интегральных схем, выполненных на основе GaAs и GaN технологических процессов отечественных и зарубежных фабрик. По уровню достигнутых параметров разработанные микросхемы не уступают зарубежным аналогам и могут быть предложены широкому кругу отечественных производителей радиоэлектронной аппаратуры.

Ключевые слова – приемопередающий модуль, монолитная интегральная схема, схема управления амплитудой и фазой сигнала, маломощный усилитель, усилитель мощности.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-100-109

I. Введение

Как зарубежный, так и отечественный опыт показал возможность реализации радиотракта приемопередающих модулей (ППМ) АФАР на основе всего трех типов монолитных интегральных схем (МИС): маломощного усилителя (МШУ), усилителя мощности (УМ) и многофункционального кристалла управления амплитудой и фазой сигнала. Интеграция различных функциональных узлов радиотракта на один кристалл позволяет уменьшить габаритные размеры и увеличить технологичность сборки ППМ, что, в конечном счете, приводит к снижению себестоимости производства. Кроме того, исключение большого числа сварных межсоединений за счет повышения степени интеграции позволяет добиться качественного улучшения параметров ППМ и минимизировать их разброс от модуля к модулю. В то же время по-прежнему востребованными являются такие однофункциональные МИС, как аттенуаторы, фазовращатели и буферные (предварительные) усилители, поскольку их примене-

ние может быть более выгодным в сравнении с многофункциональными схемами по ряду причин (использование задела по электронной компонентной базе, конструктивные особенности аппаратуры применения, экономические факторы и так далее).

В статье представлены достигнутые результаты в части создания различных функциональных узлов радиотракта ППМ АФАР X-диапазона частот в виде МИС, выполненных на основе различных GaAs и GaN технологических процессов отечественных и зарубежных фабрик.

II. Постановка задачи

В настоящее время мировой рынок электронной компонентной базы (ЭКБ) СВЧ предлагает целый ряд решений, на основе которых могут быть созданы радиотракты ППМ в различных диапазонах частот. Однако по-прежнему существуют мотивы для заказной разработки ЭКБ в интересах отечественных предприятий-потребителей, среди которых можно отметить следующие: решение проблемы заградительных барьеров от производителей ЭКБ как способа конкурентной и (или) политической борьбы; решение задачи оптимизации технических и экономических показателей комплексного проекта за счет применения специализированной ЭКБ с характеристиками, отличающимися от тех, которыми обладают коммерчески доступные образцы; удовлетворение потребности заказчиков обладать интеллектуальными правами на разработанную ЭКБ, в частности, правами на ее производство, а также ряд других мотивов.

В Российской Федерации существует целый ряд предприятий, обладающих технологическими линиями по производству МИС СВЧ. Целью доклада не является оценка уровня их технологической оснащенности и соответствия производственных процессов возможностям создания ЭКБ с параметрами, соответствующими требованиям к современной и перспективной аппаратуре применения. Однако следует отметить тот факт, что на сегодняшний день ни одно отечественное предприятие не предоставляет доступ к своим технологическим процессам для взаимодействия по схеме Foundry и создания таких ключевых узлов радиотракта ППМ, как УМ с выходным уровнем более 5 Вт, а также многофункциональные кристаллы управления амплитудой и фазой сигнала. Единственным предприятием, открыто декларирующим имеющиеся технологические возможности и предлагающим свои процессы для производства заказных проектов МИС, является АО «Светлана-Рост». Однако сегодня данное предприятие не имеет предложений по технологическим процессам для создания МИС УМ с обозначенными уровнями выходного сигнала, а возможности сотрудничества в рамках производства и последующих стабильных поставок многофункциональных схем управления амплитудой и фазой сигнала, имеющих большую площадь кристалла и, как следствие, повышенные требования к стабильности технологического процесса, должны быть изучены и взвешены. Подобное положение дел в отечественных микроэлектронных производствах неизбежно подталкивает к использованию зарубежных технологических процессов, на основе которых реализовано большинство заказных проектов коллектива авторов.

III. Результаты разработки

1. МИС малошумящих усилителей

МШУ является неотъемлемым функциональным узлом современных приемных трактов и во многом определяет их качественные показатели. Важно отметить, что помимо требований к таким ключевым характеристикам как коэффициент усиления и коэффициент шума, к МШУ в составе ППМ АФАР предъявляется ряд других специфических требований, в частности, обеспечение согласования по входу усилителя. В работе [1] показано, что оптимальным усилителем для использования в сканирующих АФАР (либо в условиях изменения сопротивления генератора сигнала в широком интервале) является усилитель, у которого условия согласования по максимуму коэффициента передачи по мощности и минимуму коэффициента шума практически совпадают. Кроме того, реализация согласованного входа МШУ позволяет упростить таблицу амплитудно-фазовых состояний, которой характеризуется ППМ.

В качестве примеров решений, разработанных авторами доклада на основе методики совмещенного согласования, на рис. 1 приведены топологии кристаллов МИС МШУ X-диапазона частот AP503V и AP505V, реализованных на основе процесса PL15-12, WIN Semiconductors, а также соответствующие частотные зависимости коэффициентов усиления и шума, измеренные для выборок кристаллов на пластине.

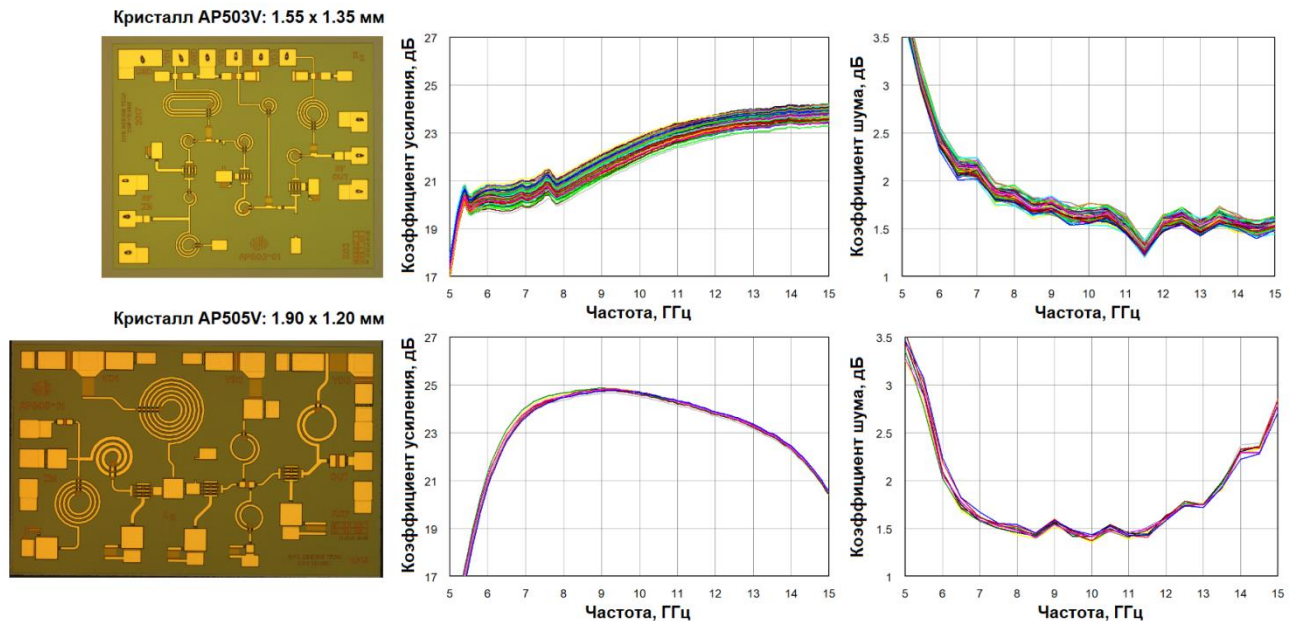


Рис. 1. Топологии кристаллов и частотные зависимости параметров разработанных МИС МШУ

Все усилители содержат по три каскада на основе псевдоморфных транзисторов с высокой подвижностью электронов с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а также ввода и блокировки питания. Во всех каскадах AP503V и AP505V применено классическое решение – последовательная обратная связь в виде высокоомного отрезка линии передачи в истоке транзистора. В первом каскаде величина обратной связи выбиралась исходя из реализации устойчивости и сближения условия оп-

тимального согласования по шуму и условия комплексно-сопряженного согласования на входе транзистора. Выбор величины обратной связи во втором каскаде диктовался достижением устойчивости, а также необходимостью трансформации входного сопротивления транзистора второго каскада для возможности реализации согласующей цепи между первым и вторым каскадом с минимальным количеством элементов. Введение обратной связи в третьем каскаде позволило добиться равномерности коэффициента усиления и согласования выхода МИС в рабочем диапазоне частот.

Для организации требуемого режима по постоянному току в разработанных микросхемах применяются схемы автосмещения. Напряжение питания однополярное 5 В, номинальный ток потребления для AP503V и AP505V составляет 85 мА и 75 мА соответственно. Выходная мощность при компрессии коэффициента усиления на 1 дБ для обоих усилителей составляет порядка 14...15 дБм.

2. МИС усилителей мощности

Несмотря на весьма активное развитие методик проектирования усилителей мощности высокоэффективных классов, которые в большей степени востребованы в передатчиках телекоммуникационных систем нового поколения, и создание соответствующих схем в монолитном интегральном исполнении, усилители класса АВ по-прежнему являются востребованными в различных приложениях. Предельные уровни выходной мощности в режиме насыщения, которыми характеризуются МИС усилителей на основе GaAs гетероструктурных полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов (рНЕМТ), работающие в X-диапазоне частот, составляют порядка 10...12 Вт. Дальнейшее увеличение выходного уровня в рамках одного кристалла нецелесообразно ввиду значительного роста габаритных размеров кристалла (как следствие, снижения выхода годных и экономической целесообразности применения изделия) и трудоемкости обеспечения, вплоть до невозможности, тепловых режимов работы микросхемы.

В качестве примера заказной разработки на рис. 2 приведена топология МИС 10 Вт УМ X-диапазона частот AP552V, реализованной на основе технологического процесса PP25-21 фабрики WIN Semiconductors, а также соответствующие частотные зависимости выходной мощности и КПД по добавленной мощности в режиме насыщения, измеренные для выборки кристаллов на пластине. Измерения проводились в импульсном режиме работы усилителя (длительность импульса 10 мкс, скважность 100).

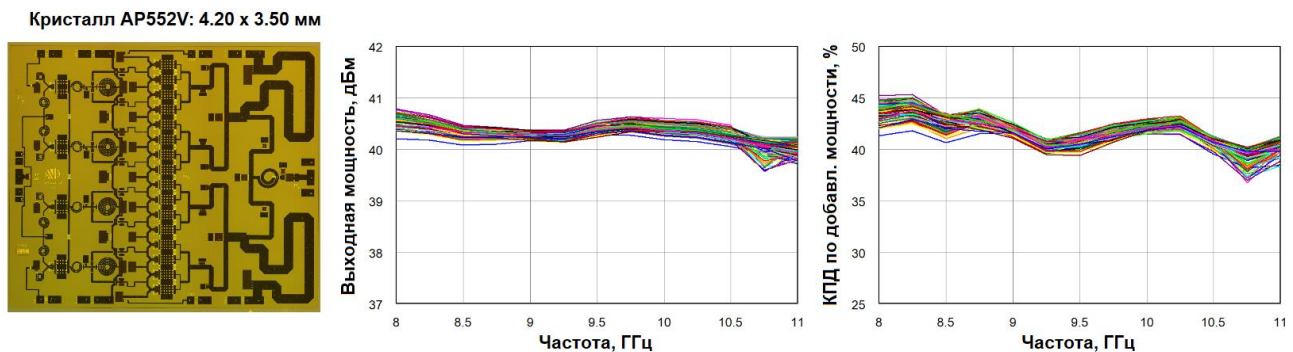


Рис. 2. Топология кристалла и частотные зависимости параметров МИС 10 Вт усилителя мощности

Микросхема содержит два каскада с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а также ввода и блокировки питания. Суммарная ширина затвора для выходного каскада составляет 19.2 мм (16 транзисторных ячеек 8×150 мкм). Линейный коэффициент усиления 20...23 дБ. Напряжение питания МИС УМ составляет 8 В, ток потребления в режиме большого сигнала до 3.3 А.

В ряде конечных приложений производится активное замещение GaAs усилительных приборов на новые интегральные схемы на основе GaN, благодаря чему появляется целый ряд преимуществ, как на уровне отдельно взятой микросхемы (возможность реализации большей удельной выходной мощности активных элементов за счет высоких пробивных напряжений; повышение КПД за счет более высокого выходного импеданса активных элементов и, как следствие, упрощения структуры согласующих и трансформирующих цепей; повышения надежности за счет возможности работы при высоких температурах перехода), так и на системном уровне (к примеру, возможность работы при напряжениях питания, близких к напряжению первичного источника, за счет чего можно снизить требования к вторичным источникам, повысить их эффективность и, как следствие, увеличить системный КПД).

В качестве примера работы с нитридными процессами на рис. 3 приведена топология МИС 30 Вт УМ X-диапазона частот AN551V, реализованной на основе технологического процесса NP25-00 фабрики WIN Semiconductors, а также соответствующие частотные зависимости выходной мощности и КПД по добавленной мощности в режиме насыщения, измеренные для выборки кристаллов на пластине. Измерения проводились в импульсном режиме работы усилителя (длительность импульса 10 мкс, скважность 100).

Микросхема содержит три каскада с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а также ввода и блокировки питания. Суммарная ширина затвора для выходного каскада составляет 8.4 мм (8 транзисторных ячеек 6×175 мкм). Линейный коэффициент усиления 30...33 дБ. Напряжение питания МИС УМ составляет 28 В, ток потребления в режиме большого сигнала до 2.5 А.

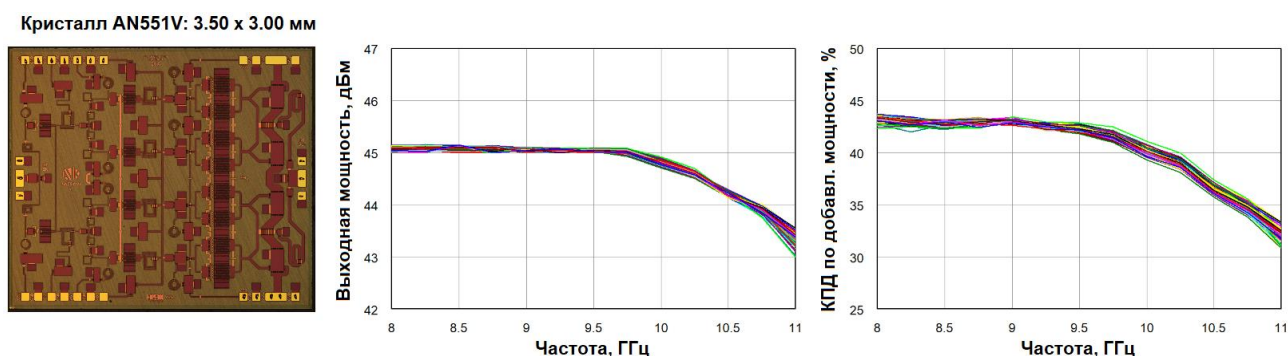


Рис. 3. Топология кристалла и частотные зависимости параметров МИС 30 Вт усилителя мощности

Таким образом, эффективность использования GaN технологического процесса в сравнении с GaAs может быть продемонстрирована сравнением двух представленных МИС УМ на основе следующего комплексного критерия: при сопоставимом КПД по добавленной мощности (40% согласно частотным зависимостям, представленным на рис. 2 и 3) и в 1.4 ра-

за меньшей площади кристалла GaN усилитель AN551V обеспечивает уровень выходной мощности, в 3 раза больший по сравнению с GaAs усилителем AP552V.

3. МИС управления амплитудой и фазой сигнала

Несмотря на появление первых публикаций, посвященных созданию МИС управления амплитудой и фазой сигнала еще в 90-х годах прошлого столетия, полноценные сведения о различных аспектах создания подобных схем (функциональная архитектура, принципы интеграции различных узлов на один кристалл, подходы к проектированию) появились, начиная с 2000 года. И в первую очередь здесь стоит отметить основополагающий вклад компании M/A-COM (США). К примеру, концепция построения радиотракта приемопередающего модуля (ППМ) АФАР на основе трех МИС (усилитель мощности, малозумящий усилитель и схема управления амплитудой и фазой сигнала) была предложена именно специалистами M/A-COM [2], а впоследствии применена с использованием элементной базы, созданной на основе более современных технологических процессов [3].

Если говорить о возможных архитектурах построения МИС управления амплитудой и фазой сигнала, то можно выделить четыре основные функциональные схемы, представленные на рис. 4:

– 2-портовая универсальная конфигурация, которая представляет собой каскадное включение узлов управления, а также ряда усилителей, обеспечивающих требуемую динамику схемы в целом. Данная функциональная реализация подходит для применения, к примеру, в приложениях, где приемный и передающий каналы имеют отдельные антенные системы, или когда антенная система одна, но присутствует требование использования независимых узлов для диаграммообразования в приемном и передающем каналах;

– 4-портовая реализация схемы, которая представляет собой 2-портовую схему, дополненную двухпозиционными коммутаторами по входу и выходу;

– 3-портовая конфигурация «Общее плечо». По сути, схему можно рассматривать как частный вариант 4-портовой реализации, когда два порта RX OUT и TX IN на уровне кристалла замкнуты через дополнительный двухпозиционный коммутатор для увеличения развязки приемного и передающего каналов;

– наиболее комплексная 3-портовая конфигурация «Частично общее плечо». Здесь уже требуемая динамика трактов достигается путем интеграции на кристалл усилителей RX Amp и TX Amp.

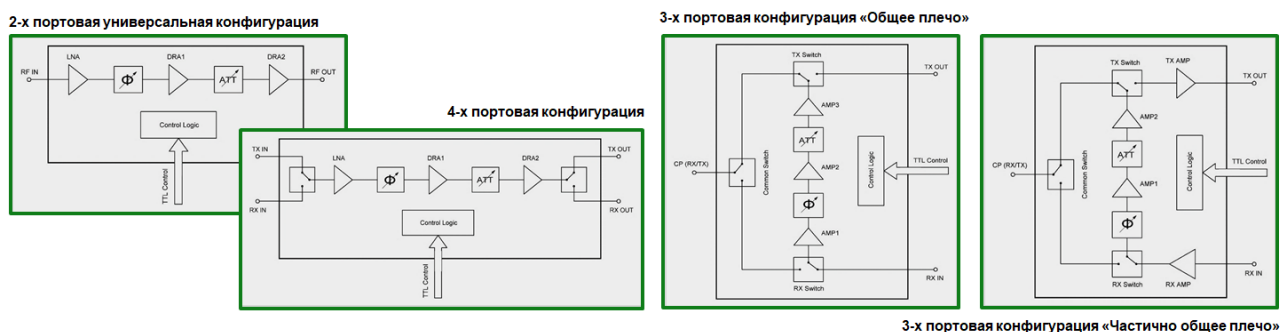


Рис. 4. Основные функциональные реализации МИС управления амплитудой и фазой сигнала

Выбор реализации схемы управления определяется ключевыми системными требованиями (коэффициент шума, уровень интермодуляционных искажений, уровень выходной мощности, сквозное усиление и т.д.), либо задача может решаться с другой стороны, когда, к примеру, в целях повышения технологичности и надежности изделия производится замена ряда однофункциональных кристаллов на один кристалл управления, и его функциональная схема выбирается из условий максимального соответствия предыдущей архитектуре ППМ.

В качестве примеров собственных проектов, имеющих архитектуру «Частично общее плечо», на рис. 5 и 6 приведены топологии кристаллов, а также характеристики и ошибки управления (для образца из выборки) многофункциональных МИС управления X-диапазона AP001D и AP003D, реализованных на основе технологического процесса ED02AH фабрики OMMIC и процесса PL15-12 фабрики WIN Semiconductors соответственно. Выбор 3-портового решения для данных МИС диктуется как требованием минимизации количества кристаллов, образующих радиотракт ППМ, так и желанием заказчиков получить близкие аналоги для замены зарубежных позиций СНС3014-99F компании UMS (Франция) и VWA 5000049 AA (ICS50049CH), предлагаемой компанией VectraWave (Франция) как аналог микросхемы XZ1002-BD компании M/A-COM (США), снятой с производства в 2014 году.

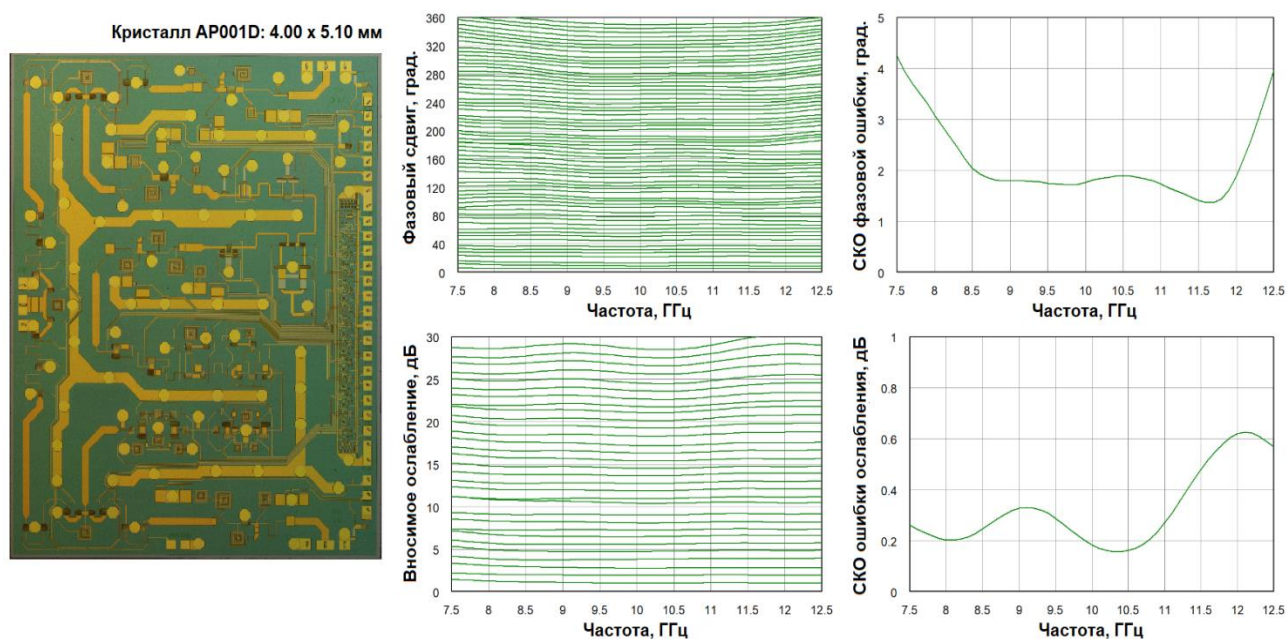


Рис. 5. Топология кристалла и характеристики управления многофункциональной МИС AP001D

Очевидно, что многофункциональные МИС управления характеризуются гораздо большим количеством параметров, нежели представлены на рис. 5 и 6. В табл. 1 приведены сводные характеристики разработанных микросхем, включая режимы работы. Детали схемотехнических и топологических решений, применяемых для создания функциональных узлов микросхем класса AP001D и AP003D, представлены в [4].

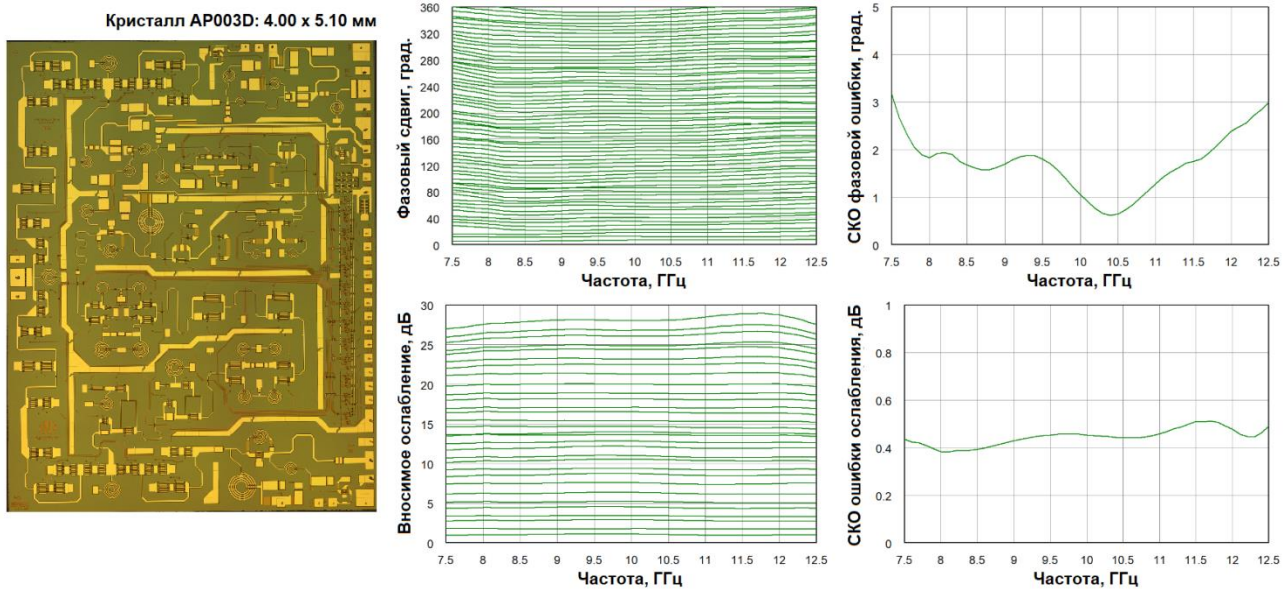


Рис. 6. Топология кристалла и характеристики управления multifunctionальной МИС AP003D

Таблица 1

ХАРАКТЕРИСТИКИ МИС УПРАВЛЕНИЯ AP001D И AP003D

Наименование параметра, единица измерения	Значение	
	AP001D	AP003D
Диапазон рабочих частот, ГГц	8...11.5	8...11.5
Коэффициент усиления в режиме приема, дБ, не менее	15	18
Коэффициент усиления в режиме передачи, дБ, не менее	14	17
Возвратные потери по входу (Прием/Передача), дБ, не менее	10	11
Возвратные потери по выходу (Прием/Передача), дБ, не менее	10	12
Выходная мощность при 1дБ компрессии в режиме приема, дБм, типовое значение	16	17
Выходная мощность при 1дБ компрессии в режиме передачи, дБм, типовое значение	20	20
Коэффициент шума в режиме приема, дБ, типовое значение	5.5	4.5
Диапазон вносимого фазового сдвига (6 бит, шаг 5.625^0), град.	354	354
Среднеквадратическое значение ошибки вносимого фазового сдвига, град., не более	3	2
Диапазон вносимого ослабления (5 бит, шаг 0.9 дБ), дБ	27.9	27.9
Среднеквадратическое значение ошибки вносимого ослабления, дБ, не более	0.5	0.5
Напряжение питания усилительных каскадов, В	5	5
Напряжение смещения усилительных каскадов, В	минус 5	минус 5

Таблица 1

Наименование параметра, единица измерения	Значение	
	AP001D	AP003D
Напряжение питания драйвера управления, В	минус 5	минус 5
Стандарт сигналов управления	ТТЛ	ТТЛ
Ток покоя по цепи питания усилительных каскадов (Прием/Передача), мА	200/245	200/275

4. Однофункциональные МИС дискретно-коммутационного типа

Как было отмечено ранее, в ряде случаев оказывается целесообразным вернуться к использованию типовых функциональных узлов, которые содержит схема управления амплитудой и фазой сигнала, реализованных в виде отдельных кристаллов. В качестве примеров разработки на рис. 7 приведены топологии, а также характеристики и ошибки управления для МИС 6-разрядного фазовращателя X-диапазона частот AP302V, реализованной на основе технологического процесса рНЕМТ05 отечественной фабрики «Светлана-Рост», и МИС 5-разрядного аттенюатора диапазона 0-20 ГГц AP101D, реализованной на основе процесса PL15-12 фабрики WIN Semiconductors.

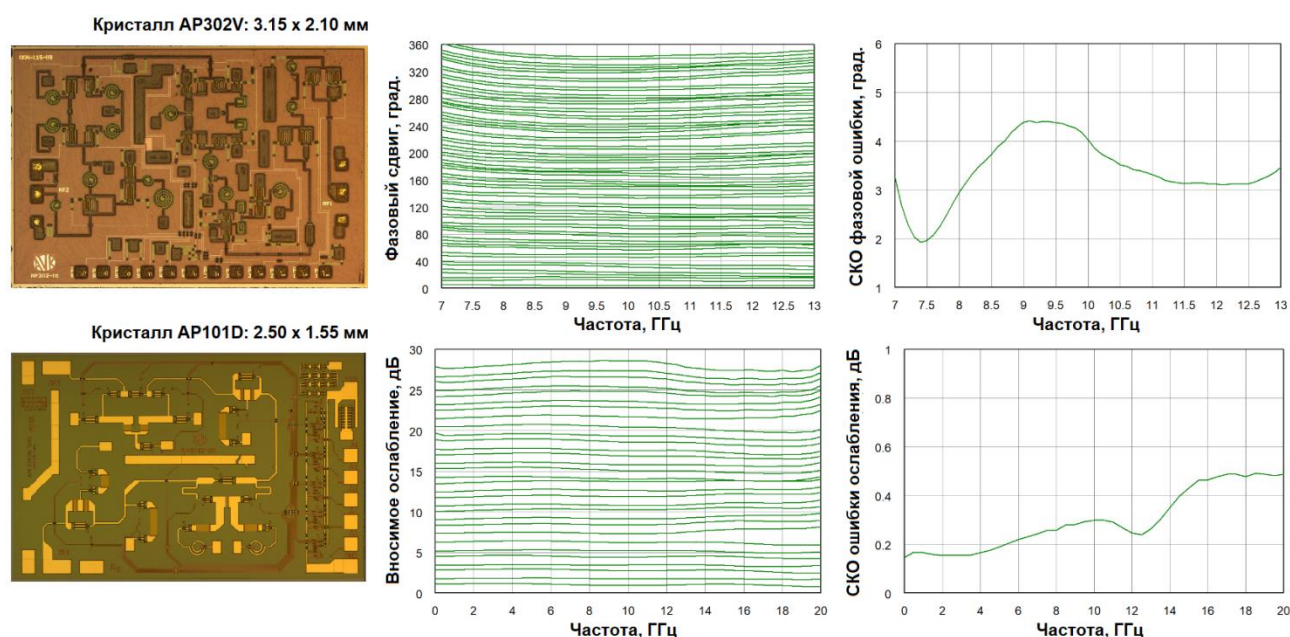


Рис. 7. Топологии кристаллов и характеристики однофункциональных МИС дискретно-коммутационного типа

Сегодня ряд зарубежных производителей радиоэлектронных модулей, и ППМ АФАР в частности, уже идут по пути замещения GaAs электронной компонентной базы на две составляющие. УМ и МШУ предлагается реализовывать на основе GaN процессов. Что касается функциональных узлов, отвечающих за преобразование частоты, а также амплитудно-фазовое управление, то они реализуются на основе SiGe и CMOS процессов, что позволяет

добиться более высокой степени интеграции на одном кристалле, включая цифровую часть, а также получить выигрыш в соотношении технических параметров и цены при массовом производстве.

Существует и альтернативный взгляд на новую архитектуруППМ, одним из идеологов которого является компания OMMIC. Вопреки устоявшемуся мнению, что GaN процессы (в первую очередь процессы GaN на подложке SiC) предназначены для реализации УМ, МШУ с повышенной стойкостью к уровню входного воздействия, а также мощных коммутаторов, компания OMMIC использует в качестве подложки высокоомный кремний и позиционирует свой GaN процесс D01GH как универсальный, на основе которого могут быть реализованы ранее упомянутые типы усилителей, а также весь спектр частотно-преобразовательных и управляющих устройств. Данный подход может оказаться предпочтительным для российских потребителей заказных микросхем, поскольку отечественные объемы потребления ЭКБ не соответствуют типовой загрузке кремниевых фабрик, расходы на изготовление опытных образцов могут оказаться неоправданно высоки, а окупаемость на этапе серийного производства в требуемых объемах не будет достигнута.

В настоящее время коллектив авторов доклада уже ведет разработку функциональных узлов аттенюатора и фазовращателя X-диапазона частот на основе нитридного процесса OMMIC D01GH, которые на первом этапе будут реализованы в виде отдельных кристаллов, после чего интегрированы в состав многофункциональной схемы управления. Промежуточные результаты проекта будут освещены в ближайшее время.

IV. Заключение

Подробные технические описания всех представленных МИС доступны по запросу. Коллектив авторов открыт для диалога об использовании данных микросхем в интересах отечественных потребителей, а также готов предложить услуги по разработке различных функциональных узлов СВЧ в интегральном исполнении.

Список литературы

1. Текшев В. Б., Плигин С. Г. Минимизация изменения коэффициента шума усилителя сканирующей приемной активной фазированной антенной решетки // Электронная техника. СВЧ-техника. 1994. Вып. 2. С. 19–22.
2. E. L. Griffin. X-band GaAs MMIC size reduction and integration // 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2000. Vol. 2. P. 709–712.
3. Golden K., Bessemoulin A., Daddo A. A 3-chip MMIC solution for X-Band phased array radar // 2011 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems. 2011. P. 1–4.
4. Гугин А. Ю., Кондратенко А. В. Монолитная интегральная схема управления амплитудой и фазой сигнала X-диапазона частот // Доклады 27-й Международной Крымской конференции. 2017. Т. 1. С. 78–84.

**РАЗРАБОТКА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ S-ПАРАМЕТРОВ
СВЧ СОЕДИНИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПЕЧАТНОГО МОНТАЖА ТИПА SMP**

**DEVELOPMENT OF PCBs FOR S-PARAMETER MEASUREMENTS
OF SMP-TYPE PCB MOUNT MICROWAVE CONNECTORS**

А. В. Коренев¹, Г. Г. Гошин²

¹АО «Иркутский релейный завод», Иркутск, Россия

*²Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, Томск, Россия*

A. V. Korenev¹, G. G. Goshin²

¹Irkutsk Relay Plant, Irkutsk, Russia

²Tomsk State University of Control Systems and Radio electronics, Tomsk, Russia

Аннотация – В статье описан процесс разработки печатных плат для измерения параметров СВЧ соединителей для печатного монтажа типа SMP в диапазоне частот до 18ГГц с применением подходов на основе моделирования в CST Microwave Studio и анализа во временной области. В ходе разработки удалось добиться значений КСВН устройства, состоящего из двух соединителей и печатной платы, менее 1.2.

Ключевые слова – СВЧ соединители, SMP, печатный монтаж.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-110-117

I. Введение

При создании современной аппаратуры, работающей в диапазоне частот СВЧ, в числе важнейших задач находится снижение ее себестоимости. Одним из путей решения этой задачи является применение печатных плат, изготовленных из материалов с малой величиной потерь на СВЧ и стабильной величиной относительной диэлектрической проницаемости, но технологически схожих с печатными платами на основе стеклотекстолита [1]. Для создания перехода с коаксиальной линии на такие платы разработаны специальные соединители [2].

Так как растут частоты, на которых применяются такие печатные платы, то повышаются требования к разработке перехода, обеспечивающего минимальное значение коэффициента отражения [3].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Печатные платы будут разрабатываться для соединителей, изображенных на рис.1 и рис. 2. Первый -СР-50-19-001 – предназначен для монтажа в вырез на краю печатной платы, а второй - СР-50-19-003 - для монтажа в отверстия в печатной плате. Данные соединители в настоящее время разрабатываются в АО "Иркутский релейный завод" в рамках работ по расширению линейки соединителей типа SMP.

Внутренняя конструкция и электрические характеристики этих соединителей идентичны, а применение того или другого может быть обусловлено удобством подключения печатной платы к другим узлам устройства. Планируется к выпуску несколько вариантов исполнения соединителей с разной длиной выводов и разным усилием сочленения. Ориентировочные электрические характеристики соединителей приведены в табл. 1.

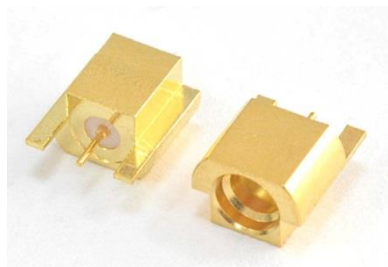


Рис. 1. Соединители CP-50-19-001



Рис. 2. Соединители CP-50-19-003

Таблица 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СОЕДИНИТЕЛЕЙ

Параметр	Не менее	Типовое значение	Не более
Рабочий диапазон частот, ГГц		0-18	
КСВН в рабочем диапазоне частот	-	<1.2	1.35
Вносимые потери, дБ	-	<0.3	0.5
Экранное затухание, дБ	65	-	-
Рабочее напряжение (амплитудное значение), В	-	-	335
Сопротивление изоляции, МОм	5 000	>10 000	-
Переходное сопротивление контактов, МОм			
-центрального проводника	-	-	60
-наружного проводника	-	-	20

При проведении испытаний соединителей необходим контроль их КСВН и вносимых потерь. Провести такой контроль без монтажа соединителей на печатную плату невозможно, следовательно, необходимо разработать печатные платы с посадочными площадками для соединителей, которые бы оказывали минимальное влияние их S-параметры во всём диапазоне рабочих частот [3].

В качестве материала для печатной платы соединителя CP-50-19-003 был выбран Rogers RT5880, а соединителя CP-50-19-001 – Rogers RO4003С. Характеристики материалов, имеющие значение для данной работы, приведены в табл. 2.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫБРАННОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Параметр	RO4003C	RT5880
ϵ_r	3.55	2.2
$\text{tg}\Delta$	0.0027	0.0015
Толщина диэлектрика, мм	0.508	0.254
Толщина фольги, мкм	17.5	17.5

III. ТЕОРИЯ

Исходя из конструкции соединителя CP-50-19-003 невозможно подведение к нему сигнального проводника по той же поверхности печатной платы, на которой будет находиться его корпус, т.к. из-за слишком малого зазора между корпусом и поверхностью печатной платы возникнет большая емкостная неоднородность, которую будет невозможно скомпенсировать. Поэтому монтаж соединителей будет проведён со стороны заземляющего проводника.

Линия передачи на печатной плате расположена под углом 90° к коаксиальной линии, и в месте перехода одной линии в другую возникает неоднородность. Разработку печатной платы для такого случая лучше всего проводить численными методами с помощью программ для трёхмерного электромагнитного моделирования, в качестве которой была использована CST Microwave Studio. Расчётная модель перехода и его частотная характеристика по согласованию приведены на рис. 3, рис. 4. В качестве материала изолятора соединителей был использован Ф-4. В модели его относительная диэлектрическая проницаемость равна 2.1, а значение тангенса диэлектрических потерь равно 0.0002.

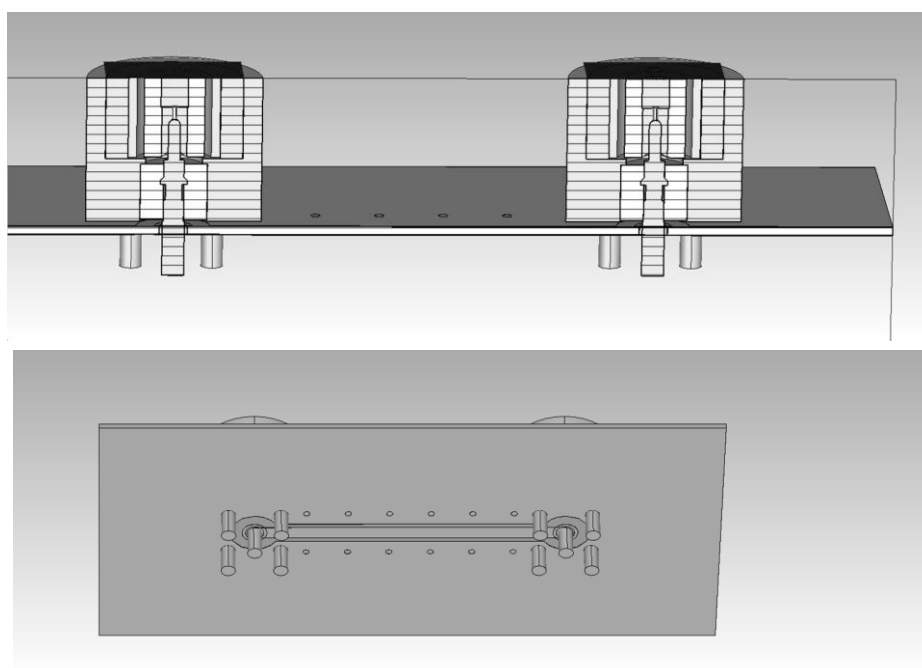


Рис. 3. Модель для расчёта и оптимизации параметров перехода

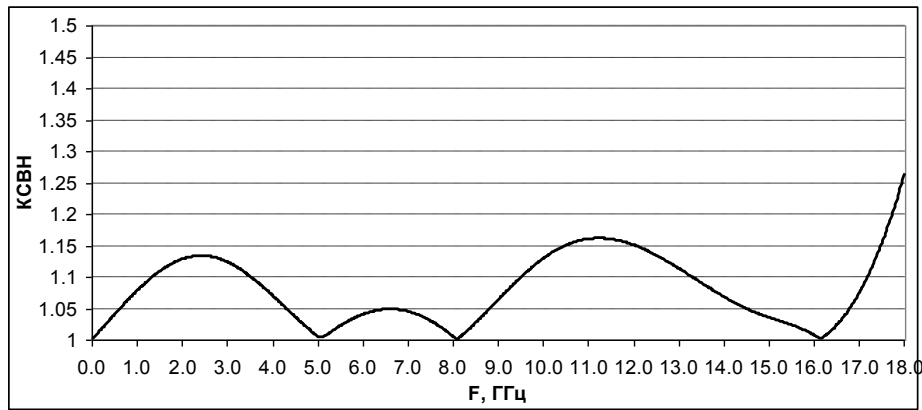


Рис. 4. КСВН модели, рассчитанный с помощью CST Microwave Studio

Соединители на печатной плате моделировались с ответной частью. Это было сделано для учёта влияния зазора между вилкой и розеткой. Расчёт проводился во временной области. Порты ввода и вывода были расположены на ответных соединителях (рис. 3).

Первоначальный расчёт показал наличие большой емкостной неоднородности в месте перехода, которая была вызвана слишком большой длиной выводов соединителя, которые затем были укорочены до высоты 1.5 мм над поверхностью платы. Данное значение даёт минимальное значение КСВН для модели; его отклонение в ± 0.5 мм увеличивает КСВН не более чем до 1.35. Величина зазора между площадкой переходного отверстия центрального проводника и экраном - основной элемент согласования - была выбрана равной 0.6 мм. Между соединителями находится копланарная линия передач с шириной центрального проводника 0.75 мм и зазорами 0.25 мм (рис. 5). Полученный КСВН модели (рис. 4) был признан удовлетворительным.

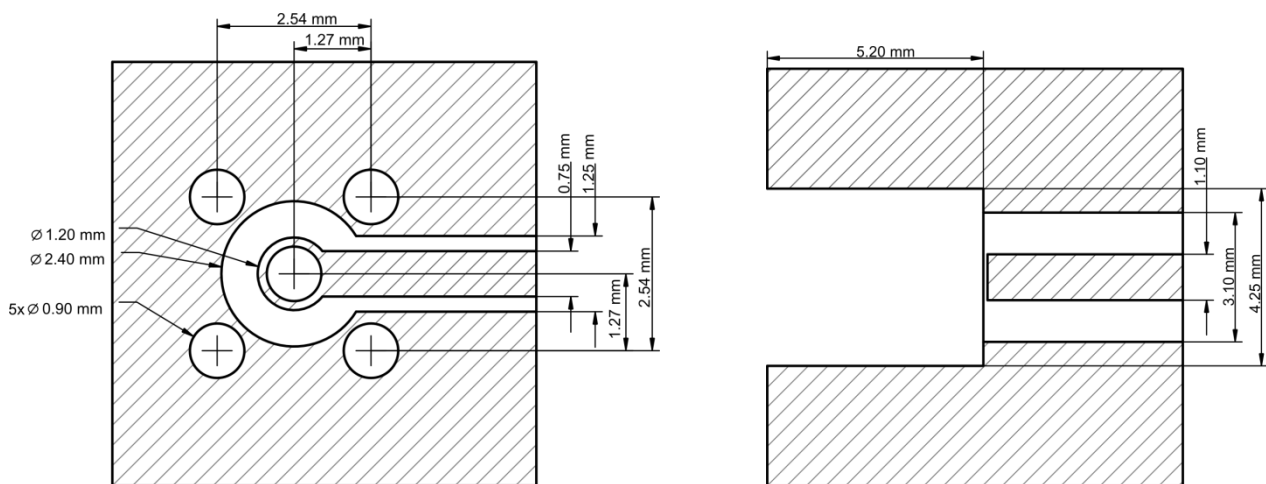


Рис. 5. Посадочные места для соединителей: слева - для CP-50-19-003, справа - CP-50-19-001

Разработка печатной платы для соединителя CP-50-19-001 является более простой задачей ввиду отсутствия каких-либо поворотов на пути распространения СВЧ сигнала, поэтому был выбран экспериментальный подход, заключающийся в расчёте линии передач на плате и модификации посадочных мест по результатам измерений S-параметров и анализа

временной зависимости волнового сопротивления. Копланарная линия передач была рассчитана с более широким центральным проводником (1.1 мм) и зазорами в 1мм для уменьшения влияния центрального вывода соединителя (рис. 5). Внешний вид платы с соединителями представлен на рис. 6.

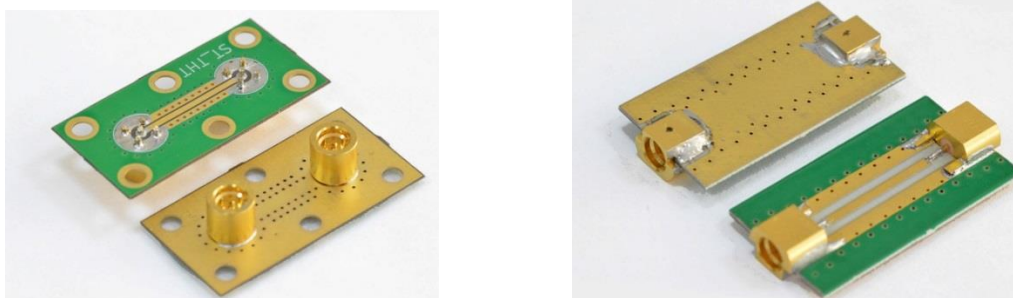


Рис. 6. Внешний вид печатных плат с установленными соединителями:
слева - CP-50-19-003, справа - CP-50-19-001

IV. Результаты измерений

После изготовления печатных плат были измерены фактические размеры линий передач и элементов согласования. Толщина металлизации оказалась равной ~ 40 мкм. Для расчета линии была использована толщина 17.5 мкм (табл. 2). Не была учтена особенность технологического процесса изготовления печатных плат - осаждение меди на плату на этапе металлизации отверстий. Отклонения остальных размеров на всех платах составляют не более 0.02 мм.

На рис. 5 изображены соединители CP-50-19-003, установленные на печатные платы, разработанные с помощью пакета трехмерного электромагнитного моделирования. На рис. 7 представлены результаты измерения КСВН, а на рис. 8 - вносимых потерь. Некоторая разница в результатах моделирования и измерения объясняется, помимо толщины металлизации, наличием на плате большего количества припоя, чем требуется. Часть припоя затекла под соединитель (рис. 6) и для компенсации этого длина выводов соединителей была дополнительно уменьшена на 0.5 мм относительно модели.

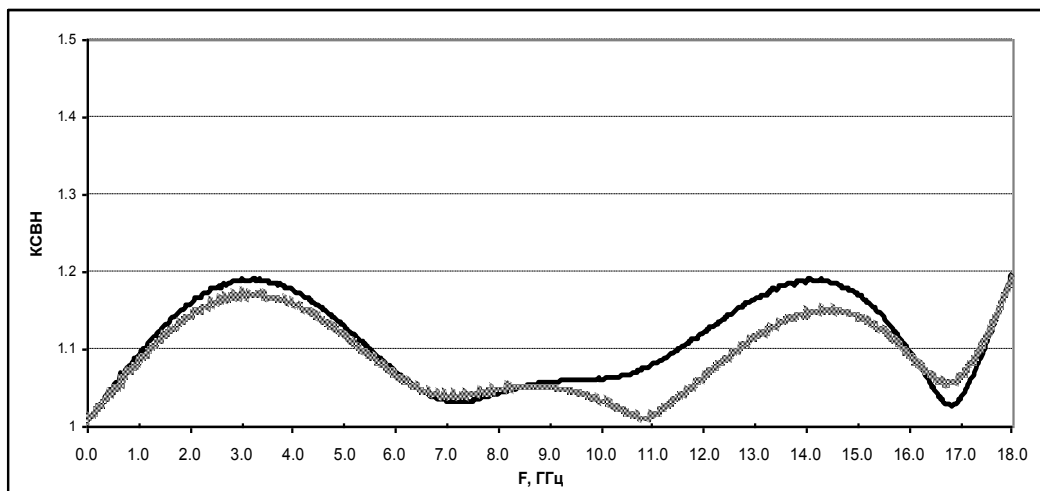


Рис. 7. КСВН двух плат с соединителями CP-50-19-003

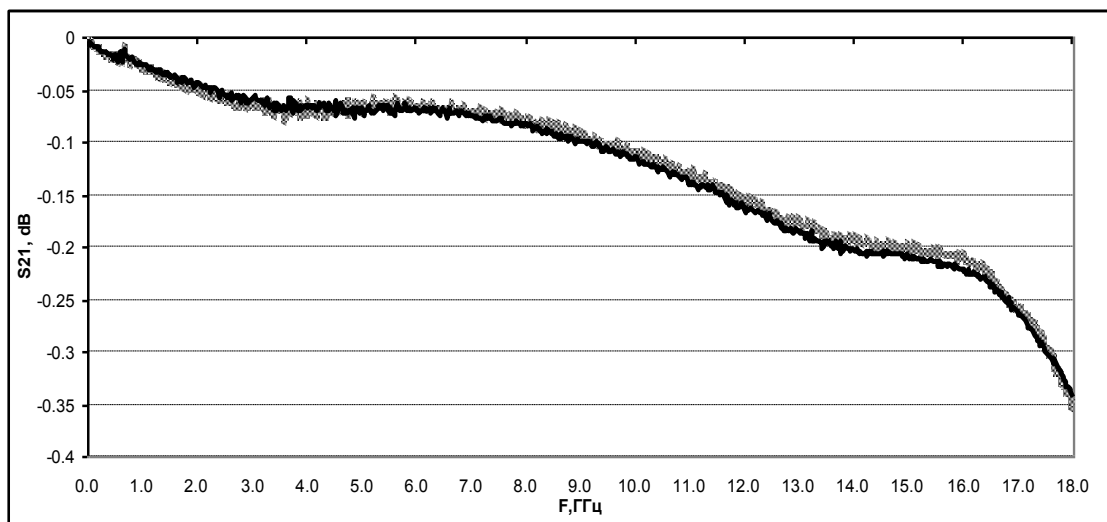


Рис. 8. Вносимые потери двух плат с соединителями CP-50-19-003

Далее было проведено измерение (рис. 9, рис. 10) и оптимизация параметров сборок с соединителями CP-50-19-001 [4]. Из временной зависимости волнового сопротивления (рис. 11) видно, что волновое сопротивление копланарной линии оказалось равным примерно 49 Ом, что объясняется отличием толщины меди от расчётного значения. Также видно наличие двух небольших емкостных неоднородностей, создаваемых центральным проводником соединителя и припоем на нём, которые были скомпенсированы путём подрезки медной дорожки под центральным выводом соединителя по 0.05 мм с каждой стороны. Величина вносимых потерь (рис. 10) платы с CP-50-19-001 значительно больше, что объясняется большей величиной потерь в материале платы, т.к. длина плат примерно одинакова, а материалы и внутреннее устройство соединителей идентичны.

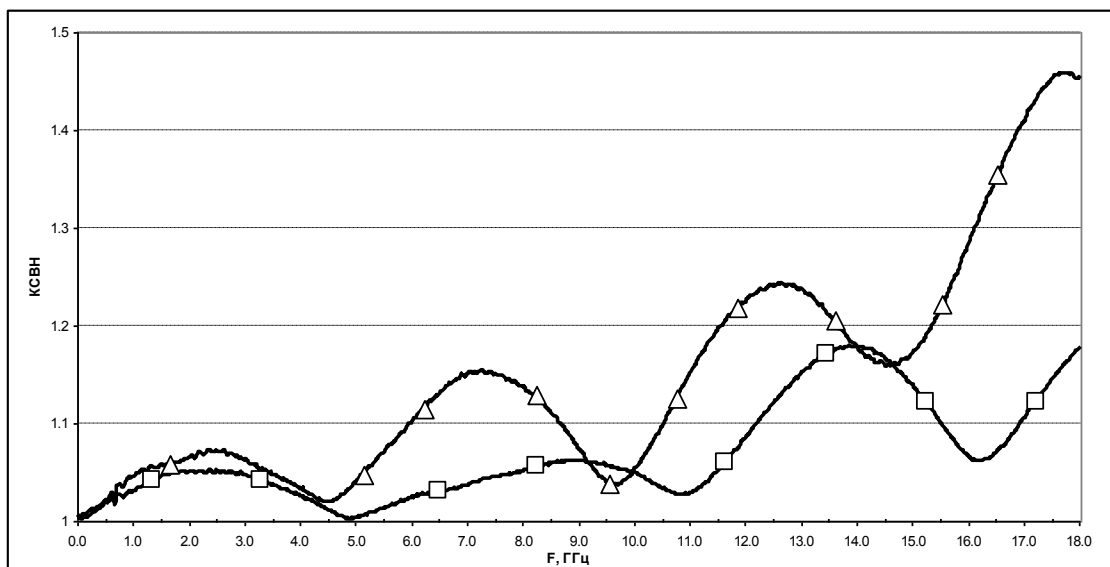


Рис. 9. КСВН платы с соединителями CP-50-19-001:

треугольниками обозначен КСВН платы до оптимизации, квадратами - после оптимизации

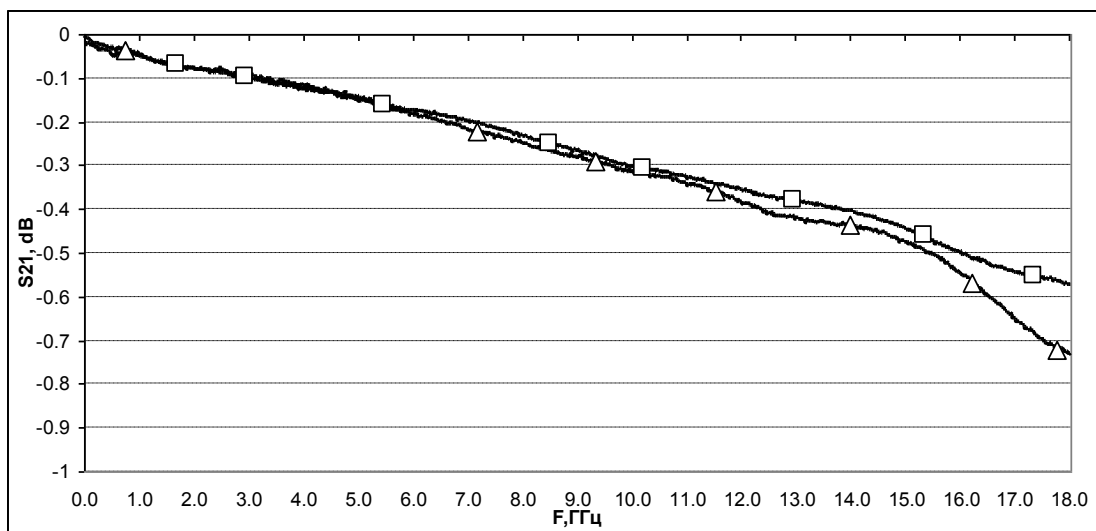


Рис. 10. Вносимые потери платы с соединителями CP-50-19-001: треугольниками обозначены вносимые потери платы до оптимизации, квадратами - после оптимизации

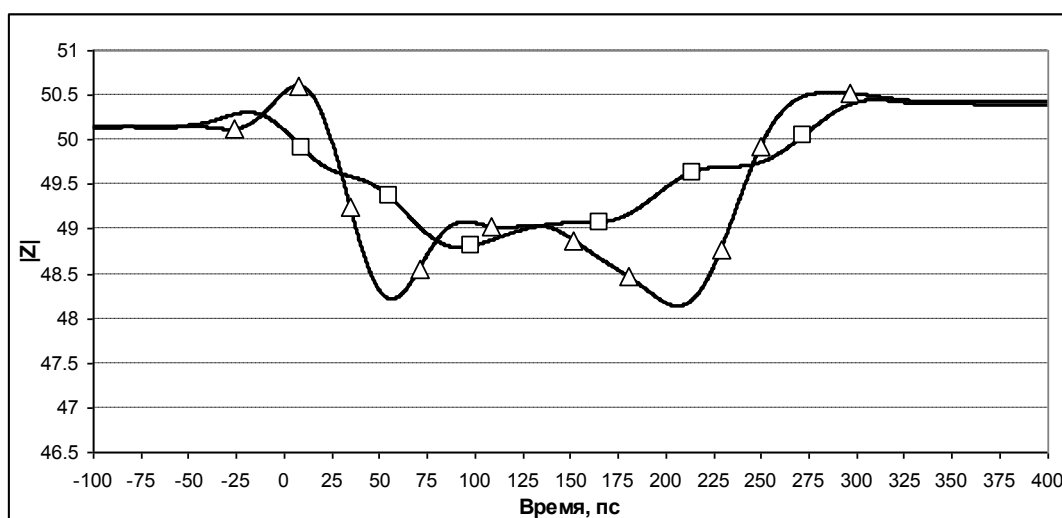


Рис. 11. Временная зависимость волнового сопротивления печатной платы с соединителями CP-50-19-001: треугольниками цветом обозначены вносимые потери платы до оптимизации, квадратами - после оптимизации

Все представленные результаты измерений были получены [5] на векторном анализаторе цепей Keysight E5071C. Калибровка проводилась при помощи SOLT мер из состава калибровочного набора типа SMP Rosenberger 19СК010-150. Преобразование результатов измерений во временную область проводилось при помощи программного обеспечения анализатора VNWA [6].

V. Выводы и заключение

В результате проделанной работы были разработаны две печатные платы с посадочными местами для соединителей SMP для печатного монтажа. Измеренные характеристики значительно превышают требования, предъявляемые в ТЗ на разработку соединителей. Од-

нако печатные платы будут доработаны для учёта фактической толщины металлизации, после чего они будут использованы для контроля электрических параметров соединителей во время испытаний.

Оба подхода к проектированию печатных плат для соединителей показали свою эффективность и могут быть использованы в инженерной практике.

Список литературы

1. Шихов С. Новая технология серийного изготовления СВЧ-блоков // Электроника НТБ. 2010. № 3. С. 36–40.
2. Джурицкий К., Чебунин М. Радиочастотные SMP-соединители. Новый взгляд // Компоненты и технологии. 2011. № 6. С. 34–40.
3. Алексеенков В., Верещагин А., Джурицкий К., Экспериментальное исследование частотной зависимости КСВН коаксиально-микроразрывных переходов // Компоненты и технологии. 2008. № 4. С. 53–56.
4. Дансмор Джоэль П. Измерение параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. М: Техносфера, 2018. 736 с.
5. Southwest Microwave, Utilizing Time Domain Test Methods For Maximizing Microwave Board Performance URL: <https://mpd.southwestmicrowave.com/wp-content/uploads/2018/07/Utilizing-Time-Domain-TDR-Test-Methods-For-Maximizing-Microwave-Board-Performance.pdf>.
6. Dr. Thomas C. Baier A Small, Simple, USB-Powered Vector Network Analyzer Covering 1 kHz to 1.3 GHz // QEX. 2009 January/February. P. 32–36.

УДК 621.793.8

РЕАКЦИОННЫЕ МНОГОСЛОЙНЫЕ ПЛЕНКИ Ni/Al – НОВОЕ НАПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНОЛОГИИ СОЕДИНЕНИЯ РАДИОКОМПОНЕНТОВ

REACTIONAL MULTI-LAYERED FILMS Ni / Al – A NEW DIRECTION IN THE TECHNOLOGY OF COMBINING RADIO COMPONENTS

И. А. Корж

Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия

I. A. Korzh

Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Аннотация – Представлена новая технология соединения электронных компонентов с использованием реакционных многослойных пленок Ni/Al. Многослойные пленки Ni/Al представляют из себя фольгу толщиной 40–80 мкм, состоящую из чередующихся слоев никеля и алюминия. Эта фольга реагирует с выделением значительного количества тепла при подаче на

край фольги локального импульса энергии. Происходит самоподдерживающийся высокотемпературный синтез (СВС). Температура вспышки фольги достигает 1400 °С-1600°С в течение долей секунд. Располагая кусочки фольги между двумя электронными компонентами, предварительно покрытыми припоем, возможно соединение этих компонентов в результате протекания СВС. При этом происходит расплавление припоя в течение долей секунд и соединение электронных компонентов. Соединяемые электронные компоненты – кристаллы микросхем, кристаллы МЭМС, корпуса полупроводниковых приборов, платы со смонтированными элементами и т.п. Достоинство такой технологии соединения компонентов: не требуется нагрев компонентов, соединение в течение долей секунд, соединение в любой атмосфере, включая вакуум. В работе приведены результаты экспериментов по технологии получения реакционных многослойных пленок Ni/Al и представлены параметры таких пленок: температура воспламенения и скорость распространения фронта горения, а также показан процесс соединения двух электронных компонентов, не допускающих нагрева при их соединении.

Ключевые слова – самораспространяющийся высокотемпературный синтез, реакционные многослойные пленки Ni/Al для соединения компонентов.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-117-124

1. Введение

Самораспространяющийся высокотемпературный синтез (СВС процесс) - впервые это явление было открыто более 50 лет назад российским ученым М.Г. Мержановым. Вначале СВС процесс осуществлялся на нанопорошках, но в последние годы за рубежом интенсивно стало развиваться направление, связанное с созданием многослойной фольги с использованием магнетронного распыления материалов. Поочередно на вращающуюся подложку напыляются нанослои (например, алюминия и никеля) – толщина каждого из чередующихся слоев 30-50 нм. Общая толщина фольги 40-80 мкм. Инициирование СВС процесса осуществляется путем воздействия на край фольги током от источника напряжения (3-5) В или путем воздействия пятном лазерного излучения. При этом фольга вспыхивает и по длине фольги распространяется так называемый фронт безгазового горения со скоростью (2-10) м/с. Температура фольги повышается до 1400 °С-1600°С в течение долей секунд с выделением значительного количества тепла (см. рис. 1).



Рис. 1. Фронт горения фольги Ni/Al [1]

На рис. 2 показана схема реализации СВС процесса в нанопленках Ni/Al [4].

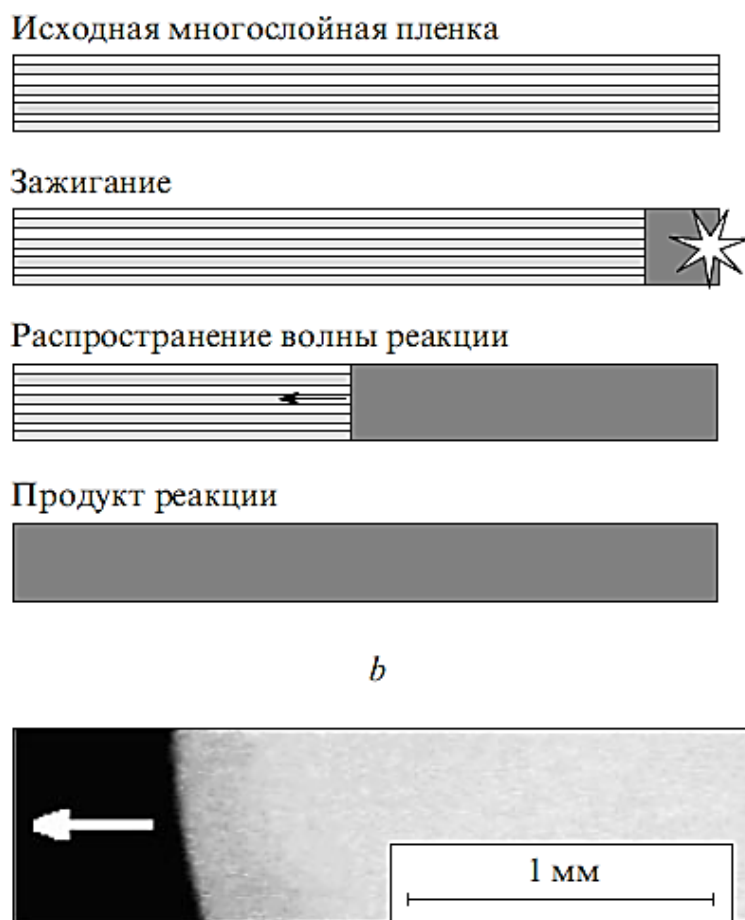


Рис. 2. Схема реализации реакционной волны в нанопленке Ni-Al
b-видео фронта горения нанофольги

Фольга Ni/Al может использоваться для соединения электронных компонентов друг с другом, или при посадке в корпус электронного компонента, или при присоединении крышки к корпусу электронного компонента. Технология соединений электронных компонентов с использованием фольги Ni/Al обладает следующими преимуществами по сравнению с традиционными способами, такими как сварка (различные виды) и пайка:

- пайка при комнатной температуре;
- пайка, которая не требует нагрева всего изделия;
- пайка в течение долей секунд;
- пайка без необходимости создания специальной атмосферы (в том числе и в вакууме).

В отечественной литературе практически нет сведений о применении реакционной многослойной фольги для целей соединения электронных компонентов, а также мало сведений о технологии получения такой фольги.

Цель работы – разработка технологии получения реакционной многослойной фольги Ni/Al, исследование основных параметров фольги (температуры горения, скорости распространения фронта горения и т.п.) и разработка схемы соединения электронных компонентов.

II. Результаты экспериментов

На сегодняшний день наиболее изученной является реакционная фольга с эффектом СВС на основе многослойных пленок Ni/Al [2]. В системе Ni/Al имеется 5 структур с различным молекулярным содержанием никеля и алюминия. Наиболее часто применяется структура Ni/Al с молекулярным отношением Ni:Al равным 1:1. Отношение толщины слоя никеля к толщине слоя алюминия при этом составляет $Ni/Al=1/1,5$. Общая толщина двух соседних слоев никеля и алюминия называется бислоем. Толщина бислоя обычно варьируется в пределах 20-100 нм. От толщины бислоя зависят многие параметры фольги, такие как скорость распространения фронта горения, температура горения и запасенная энергия. Изготовление реакционной фольги нами осуществлялось на установке магнетронного распыления материалов. Установка снабжена двумя магнетронными источниками, один из которых предназначен для распыления мишени из никеля, другой для распыления мишени из алюминия. Одновременное осаждение пленок производилось на вращающийся подложкодержатель. Толщины отдельных слоев никеля и алюминия определялись скоростями осаждения отдельных пленок, а толщина бислоя Ni/Al определялась скоростью вращения карусели с подложками. На рис. 3 показана схема получения фольги методом магнетронного распыления.

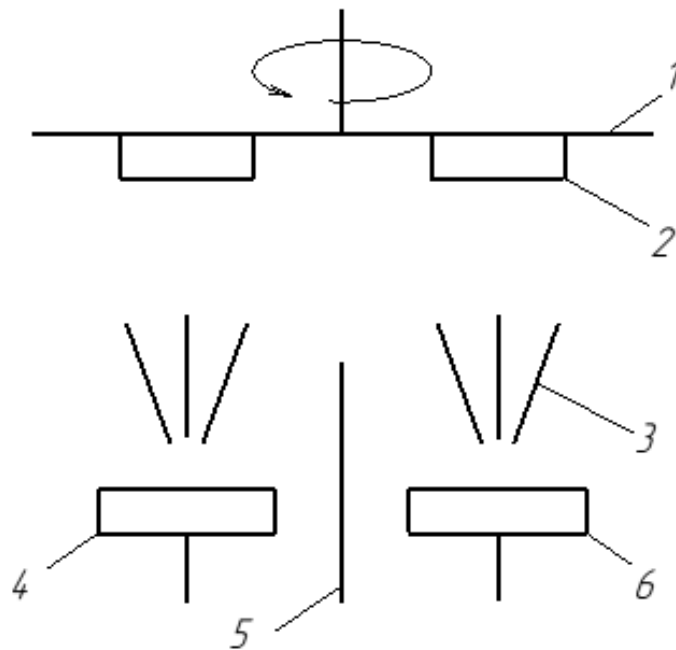


Рис. 3. Схема получения фольги Ni/Al

1-вращающийся подложкодержатель, 2-подложки, 3-поток напыляемого вещества,
4 и 6 – магнетронные источники распыления металлов, 5-перегородка

Режимы распыления мишеней должны выбираться из условий получения минимальной температуры подложки, как правило не превышающей 100°C . При низких температурах подложки взаимная диффузия слоев никеля и алюминия будет минимальной и энергетические параметры фольги будут оптимальными. В табл. 1 приведены режимы осаждения пленок никеля и алюминия.

РЕЖИМЫ МАГНЕТРОННОГО ОСАЖДЕНИЯ ПЛЕНОК Ni/Al

Материал пленки	Остаточное давление в камере, Па	Рабочее давление аргона, Па	Удельная мощность распыления мишени, Вт/см ²	Скорость осаждения, мкм/час
Ni	$5 \cdot 10^{-4}$	0,6	6,4	2,5
Al	$5 \cdot 10^{-4}$	0,6	7,2	3,7

Скорость вращения карусели выбиралась равной 1 об/мин. При такой скорости толщина бислоя находилась в районе 50 нм. Суммарная скорость осаждения фольги составляла (6-6,5) мкм/час. Для получения фольги толщиной в 50 мкм время непрерывной работы вакуумной установки составляло 8 часов. В качестве подложек для получения фольги использовались полированные латунные заготовки 100×100 мм. После осаждения многослойной пленки Ni/Al на подложку получаемая фольга отделялась от подложки, тем самым создавалась «свободно стоящая фольга», которая и участвовала в дальнейших экспериментах по определению основных параметров фольги и по отработке технологии соединения радиокомпонентов. Определялись следующие параметры фольги: коэффициент линейного термического расширения (КЛТР), температурный коэффициент сопротивления (ТКС), температура горения фольги и скорость распространения фронта горения.

Методика определения КЛТР. Полоски фольги располагались на плоском нагревателе, который в свою очередь располагался на предметном столике измерительного микроскопа ММИ-2. Полоски нагревались, измерялись температура полоски и ее удлинение в результате нагрева. Точность измерения удлинения составляла 5 мкм. Температура полоски фольги длиной l_0 определялась по плавлению маленьких кусочков сплава Розе (Т плавления 96 °С) и индия (Т плавления 157 °С). По трем точкам строилась зависимость удлинения Δl полоски фольги от температуры. По известной формуле $\mu = (\Delta l / l_0) / \Delta T$ определялся КЛТР. Здесь КЛТР - μ , ΔT - разность температур (конечной и начальной).

Методика определения ТКС. Температурный коэффициент сопротивления определялся с использованием четырехзондового метода измерения поверхностного сопротивления пленок [3] по изменению сопротивления $\Delta R / R_0$ при изменении температуры полоски фольги. Использовалась известная формула $TКС = (\Delta R / R_0) / \Delta T$.

Методика определения скорости распространения фронта горения. Скорость распространения фронта горения V определялась по фиксации времени горения t полоски фольги длиной l при помощи запоминающего осциллографа. К полоске фольги прикладывалось напряжение, которое фиксировалось запоминающим осциллографом. Инициировался процесс горения, в результате чего сопротивление прореагирующей полоски изменялось и изменялось падение напряжения, которое и фиксировалось осциллографом. Скорость горения вычислялась по формуле $V = l / t$.

Методика определения температуры горения фольги. Температуру горения определяли также с использованием запоминающего осциллографа, который использовался для измерения сопротивления полоски фольги. Воспользуемся известной формулой для определе-

ния сопротивления резистора при его нагреве $R_t = R_x(1 + \alpha(tc_{свс} - t_0))$. Здесь t_0 – начальная температура при проведении эксперимента (в нашем случае 25 °С); $tc_{свс}$ – температура горения фольги, которую необходимо определить; α – ТКС фольги; R_x – сопротивление полоски фольги до начала СВС; R_t – сопротивление полоски фольги по окончании СВС. Во время СВС процесса сопротивление увеличится на величину $R_x\alpha(tc_{свс} - t_0)$. Отсюда температура СВС процесса будет $tc_{свс} = t_0 + (R_t - R_x)/R_x\alpha$.

III. Обсуждение результатов

Результаты экспериментов по определению параметров реакционной фольги Ni/Al приведены в табл. 2.

Таблица 2

ПАРАМЕТРЫ ФОЛЬГИ Ni/Al (молекулярное отношение 1:1)

Параметр	Ед. измерения	значение	литература
клтр	1/°С	18,6·10 ⁻⁶	Наши данные [1]
		13,2·10 ⁻⁶ (после реакции СВС)	
ТКС	1/°С	3,125·10 ⁻³	Наши данные
Т	°С	1394	Наши данные [1] [4]
		1400-1600	
		1422±50	
V	м/с	1,7-3,25	Наши данные [1] [4]
		2-10	
		0,62-1,96	
Теплопроводность	Вт/мК	35-50	[1]

Как следует из табл. 2, параметры фольги Ni/Al близки к параметрам фольги, полученных другими авторами, что свидетельствует о хорошем качестве изготавливаемой нами реакционной фольги. Литературных данных по ТКС фольги нет. КЛТР фольги равен 18,6·10⁻⁶1/°С. Этот параметр важен с точки зрения выбора материала подложки для осаждения фольги. Материал подложки должен иметь КЛТР близкий к КЛТР фольги, а также высокую теплопроводность - для лучшего отвода тепла в процессе осаждения пленок. Наиболее подходящими материалами подложек являются медь, латунь и бронза. Они имеют следующие параметры по КЛТР: медь – 16,6·10⁻⁶ 1/°С, латунь 18,7·10⁻⁶ 1/°С, бронза (20-21)·10⁻⁶ 1/°С. Теплопроводность этих материалов более 100 Вт/м·К. Самая высокая теплопроводность у меди – 400 Вт/м·К, но медь плохо полируется, что сказывается на качестве получаемой фольги. Предпочтительнее использование твердых сортов латуни и бронзы, поддающихся хорошей полировке.

В табл. 2 нами приведены данные по теплопроводности фольги. Эти данные полезны исследователям, использующим фольгу для соединения тепловыделяющих радиокомпонентов. Исследовалась принципиальная возможность использования фольги для соединения ра-

диокomпонентов. На рис. 4 показана схема соединения двух компонентов при помощи СВС фольги [4]. Фольга Ni/Al покрывается легкоплавким припоем, как показано на рис. 4, например, серебрoсодержащим, или золотосодержащим припоями, а также припоями типа Sn-Bi. Мы осаждали на фольгу припой олово-висмут толщиной 20 мкм. Соединяемые поверхности – керамические подложки с медной металлизацией также покрывались припоем, толщиной (1-2) мкм. Эти поверхности приводились в соприкосновение с небольшим усилием, после чего происходило инициирование СВС реакции - фольга вспыхивала, припой мгновенно расплавлялся и происходило соединение двух подложек. В настоящее время проводятся работы по соединению радиокомпонентов с низкой температурой Кюри, температурой, выше которой утрачиваются электрические параметры радиокомпонентов. Как показала практика, альтернативы соединений радиокомпонентов с низкой температурой Кюри с применением СВС фольги нет. Температура Кюри может быть от 50°C.

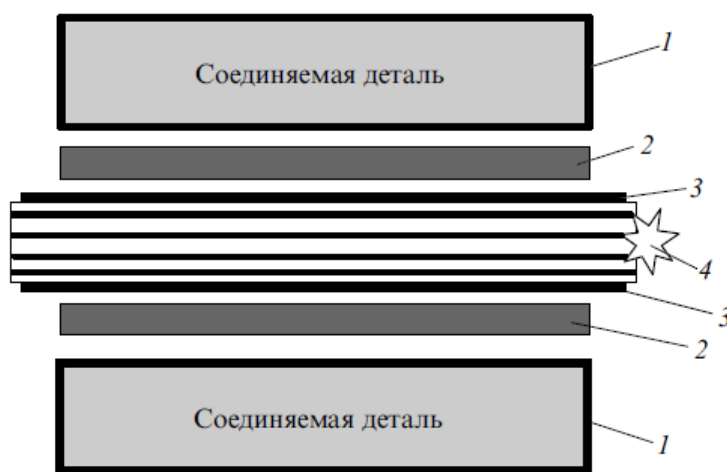


Рис. 4. Схема сварки различных материалов с помощью реакционных многослойных нанофольг:

1- покрытие из Ni или Au, 2 – слой припоя (AuSn, AgSn), 3-слой InCuSil,
4-зажигание искрой многослойной нано пленки.

Состав слоя InCuSil (твердого припоя), мас. %: Ag-59, Cu- 27,25, In – 12,5, Ti-1,25

IV. Выводы и заключение

Приведены основные параметры реакционной многослойной фольги никель-алюминий: температура горения 1394 °С, скорость распространения фронта горения (1,7-3,25) м/с, коэффициент линейного термического расширения $18,6 \cdot 10^{-6} 1/^{\circ}\text{C}$.

Показана перспективность использования фольги для соединения радиокомпонентов, особенно чувствительных к температуре соединения, например, температуре пайки.

Список литературы

1. Характеристики материала Nanofoil. URL: www.indium.com/nanofoil/properties
2. Adams D. P. Reactive multilayers fabricated by vapor deposition: a critical review // Thin Solid Films. 2015. Vol. 576. P. 98–128.

3. Корж И. А. Экспресс-метод определения температурного коэффициента тонких резистивных пленок. // Современное состояние и перспективы развития специальных систем радиосвязи и радиоуправления: сборник докладов Всерос. науч.-техн. конф. Омск, 2018. С. 274–279.

4. A.S.Rogachev [et al.]. Structure evolution and reaction mechanism in the Ni/Al reactive multilayer nanofoils // ActaMateriala. 2014. Vol. 66. P. 89–96.

УДК 621.396.677

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ УГЛОВ ОРИЕНТАЦИИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ТОЧНОСТЬ ЦЕЛЕУКАЗАНИЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

ANALYSIS OF INFLUENCE OF AIRCRAFT ORIENTATION ANGLES ON ACCURACY OF TARGETING BY LINEAR ANTENNAS ARRAY

Е.А. Вехов¹, А.Н. Коноплин¹, Е.С. Коровин²

¹в/ч №15650, г. Ахтубинск, Россия

²АО «ЦКБА», г. Омск, Россия

E.A. Vehov¹, A.N. Konoplin¹, E.S. Korovin²

¹m/u 15650, Ahtubinsk, Russia

²JSK «CDBA», Omsk, Russia

Аннотация – Работа раскрывает причины образования угловых ошибок (систематических отклонений) целеуказаний источников излучений линейной антенной решёткой пассивного фазового пеленгатора, размещённого на летательном аппарате. Представлен математический аппарат расчёта таких отклонений, выполнен расчёт (моделирование) формируемых систематических ошибок двух частных случаев, вызванных влиянием ненулевых ориентирующих углов летательного аппарата (объекта применения) – тангажа и крена. Выполнен краткий анализ полученных результатов, выдвинуты рекомендации необходимости введения в современной аппаратуре корректировки таких целеуказаний.

Ключевые слова – линейная решётка, систематическая ошибка, ориентация, крен, тангаж.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-124-131

I. Введение

Общемировая тенденция и тенденция развития отечественных станций предупреждения об облучении (СПО), применяемых в современных летательных аппаратах (ЛА), стремится к всё большему ужесточению технических требований к аппаратуре. Одно из таких требований – точность углового (азимутального) целеуказания (ЦУ) станцией обнаруженного источника радиолокационного излучения (ИРИ). Предъявляемое к современным СПО

требование по обеспечению среднеквадратичной ошибки пеленгования ИРИ может достигать единиц градусов и менее.

Наиболее известным и распространённым способом достижения таких характеристик является применение фазовой пеленгации – фазовых пеленгаторов (ФП) в составе СПО. Однако в отличие от применения тривиальных амплитудных пеленгаторов ФП конструктивно более сложны, требовательны к местам и габаритам размещения на объектах применения. В связи с чем весьма затруднительно их размещение на высокоскоростных ЛА (самолёте и ему подобных) в составе полноценных плоскостных антенных решёток (АР), т. к. образуемая такой АР большая площадь раскрыва несомненно будет ухудшать аэродинамические характеристики ЛА.

Поэтому на ЛА нашли широкое распространение СПО с ФП, построенные с применением линейных антенных решёток (ЛАР). Такие АР обладают существенно меньшими габаритами и обеспечивают необходимые точностные характеристики в плоскости пеленгования. Наглядный пример такого размещения ЛАР – в предкрылках современного истребителя, которые имеют достаточную толщину для размещения антенной системы. Из недостатков применения ЛАР стоит отметить неполноценность образуемых ими целеуказаний (ЦУ) – выдачи только одной (из двух) угловой координаты ИРИ.

В первом приближении и большинстве случаев горизонтальное размещение ЛАР (в плоскости крыла ЛА) позволяет формировать азимутальное направление на ИРИ без введения дополнительных поправок (коррекции) измеренных пеленгационных значений. Однако это частный случай, который применим только при расположении пеленгуемого объекта в плоскости пеленгования или близко к ней, в плоскости крыла самолёта. В остальных же случаях между угловыми значениями – пеленгом ИРИ и его азимутальным ЦУ – будут возникать расхождения, что соответственно ведёт к ошибке ЦУ.

Одна из работ [1] посвящена рассмотрению влиянию разности высот расположений ИРИ и пеленгующего его объекта (ЛАР на ЛА). В работе [1] показано, что при углах места визирования ИРИ с борта ЛА более 15° вносимая угловая ошибка ЦУ, формируемая ЛАР, может достигать уже нескольких единиц градусов, что говорит о необходимости внедрения в СПО корректирующих расчётов выдаваемых азимутальных ЦУ.

II. Цель работы

В настоящей работе анализируется влияние ориентации ЛА (углов крена и тангажа) на точность азимутального ЦУ ИРИ, расположенного в горизонтальной плоскости ЛА (при нулевых углах ориентации ЛА – в плоскости крыла ЛА). Цель работы – расчёт величин угловых расхождений ЦУ ИРИ (пеленгационного – азимутального), оценка, сопоставление полученных результатов с соответствующими точностными требованиями современных СПО.

III. Постановка задачи

Постановка задачи, исходные данные:

- измерительные ЛАР ФП размещены в предкрылках ЛА (в левой и правой консоли крыла);

- угол стреловидности крыла ЛА составляет 42° ;
- анализируемый сектор пеленгования ИРИ – передняя полусфера ЛА;
- размещение моделируемых ИРИ – в горизонтальной плоскости ЛА;
- пеленгование ИРИ по отрицательным курсовым углам ($-90^\circ \dots 0^\circ$) считаем зоной ответственности левого ФП (ЛАР); по положительным ($0^\circ \dots +90^\circ$) – правого ФП (ЛАР);

Меняя ориентацию ЛА (угла крена или тангажа), проанализируем изменение формируемых ЛАР пеленгационных значений ИРИ. Расчёты будем выполнять только в рамках геометрической задачи и не затрагивать технические моменты функционирования аппаратуры ФП (образуемой такой аппаратурой ошибок измерений, влиянием природы распространения радиоволн и т. п.).

IV. Модель расчёта

Введём инерциальную (неподвижную) декартову систему координат (СК) $Oe\zeta$, в рамках которой будем формировать все используемые в расчёте направляющие вектора [2]. В начале СК – т. О – поместим ЛА (самолёт). Точку центра масс ЛА оставим неподвижной в $Oe\zeta$, однако ориентацию ЛА в инерциальной СК оставим свободной. С ЛА свяжем другую декартову СК – $Oxyz$, где оси: Ox – продольная (вдоль фюзеляжа, от киля к носу ЛА); Oz – поперечная (в плоскости крыла, от левой консоли крыла к правой); Oy – нормаль плоскости крыла ЛА, направленная «вверх» (от шасси).

При нулевых углах ориентации ЛА СК $Oe\zeta$ и $Oxyz$ совпадают по осям Oe и Ox , $O\eta$ и Oy , $O\zeta$ и Oz соответственно. Поворот ЛА по углу крена выполняется поворотом СК $Oxyz$ вокруг оси Oe , при этом за положительный угол принимается поворот СК по направлению хода часовой стрелки (правая консоль крыла ЛА ниже левой). Поворот ЛА по углу тангажа выполняется поворотом СК $Oxyz$ вокруг оси $O\zeta$, при этом за положительный угол принимается поворот СК по направлению хода часовой стрелки (кабрирование ЛА).

Направляющие вектора ЛАР левой и правой консолей крыла ЛА в связанной СК можем задать следующими координатами:

$$A_c = \begin{pmatrix} -\sin(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ 0 & 0 \\ -\cos(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где γ – угол стреловидности крыла ЛА;

первый (левый) столбец матрицы A_c соответствует координатам вектора ЛАР левой консоли крыла;

второй (правый) – правой консоли крыла;

строки матрицы – соответственно координаты векторов по осям Ox , Oy , Oz .

В соответствии с этим зададим матрицы поворота [2] связанной СК в инерциальной. Матрица поворота по тангажу:

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где θ – угол тангажа.

Матрица поворота по крену:

$$K(\varphi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ 0 & -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где φ – угол крена.

Полный поворот связанной СК в инерциальной здесь осуществляется следующим образом:

$$A_{И}(\varphi, \theta) = A_{С}^T \cdot K(\varphi) \cdot T(\theta), \quad (4)$$

где $A_{И}$ – матрица координат направляющих векторов ЛАР в инерциальной СК;

$A_{С}^T$ – транспонированная матрица координат направляющих векторов ЛАР в связанной СК.

При этом из-за несохранения матричными операциями свойств перестановки множителей в (4) соблюдается строгая очерёдность выполнения операций: слева-направо (сперва выполняется «поворот» СК по крену, после – по тангажу).

Параллельно этому в инерциальной СК можем задать любой направляющий вектор на ИРИ (ЛА – ИРИ):

$$S(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) \\ 0 \\ \sin(\alpha) \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где представленные координаты распределены по осям $O\epsilon$, $O\eta$, $O\zeta$ соответственно, а α – угол между направляющим вектором на ИРИ и осью $O\epsilon$ (продольной осью ЛА при его нулевых углах ориентации). При этом за положительный угол α будем принимать случай, когда конец вектора S лежит в правой полуплоскости $O\epsilon\zeta$ ($\zeta > 0$).

Согласно [3] из скалярного произведения векторов следует

$$\cos(\vec{\beta}) = \frac{A_{И} \cdot S}{|A_{И}| \cdot |S|} = A_{И} \cdot S \text{ или} \quad (6)$$

$$\vec{\beta}(\alpha, \varphi, \theta) = \arccos(A_{И}(\varphi, \theta) \cdot S(\alpha)), \quad (7)$$

где $\vec{\beta}$ – вектор искомых углов между ИРИ и обоими направляющими векторами ЛАР (левой и правой консоли крыла).

Из-за принятых в расчёте различных опорных векторов, относительно которых ведётся отсчёт углов α и β , между ними всегда будет присутствовать некая постоянная угловая составляющая (константа), легко определяемая в начале расчётов и обязательно учитываемая перед получением непосредственного результата. В последующих результатах будем её нивелировать, введя поправку $\alpha - \beta$, заранее вычисленную при начальных условиях – нулевых углах ориентации ЛА.

V. Результаты моделирования

Ниже приведены результаты моделирования изменений ЦУ ИРИ двух частных случаев: при изменении только угла тангажа ЛА (рис. 1-2) и только угла крена (рис. 3-4). Моделирование положений ИРИ выполнялось в горизонтальной плоскости в диапазоне углов $\alpha \in [-90^\circ; +90^\circ]$ с шагом 10° . При этом ИРИ с отрицательным азимутальным углом считались в зоне ответственности ЛАР левой консоли, с положительным – правой. Общая ИРИ с $\alpha = 0^\circ$ – в зоне ответственности обеих ЛАР.

На рис. 1, 3 отражён характер поведения азимутальных ЦУ (по оси абсцисс) в зависимости от изменения одного из ориентирующих углов (по оси ординат).

Рис. 2, 4 представляют собой контурные графики уже вычисленных отклонений выданных угловых показаний от истинных азимутальных $|\beta(\alpha, \varphi, \theta) - \alpha|$. Цифровые значения, нанесённые на контурах графиков, – значения отклонений в градусах.

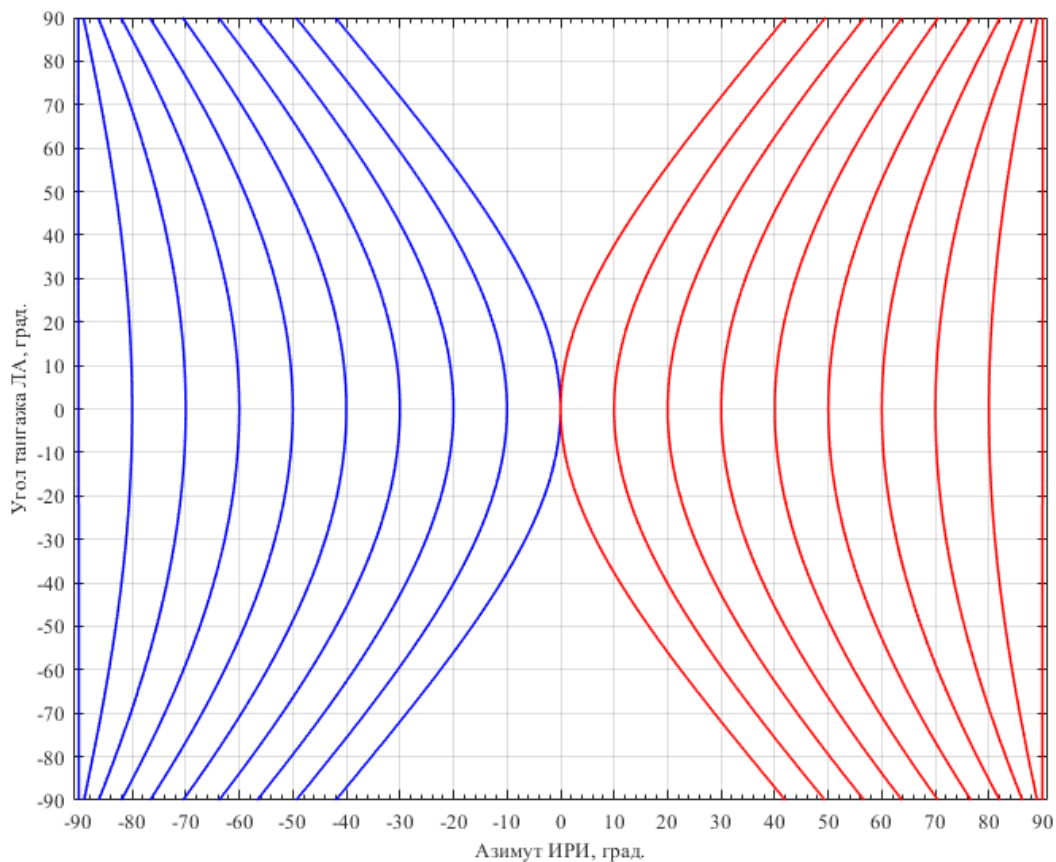


Рис. 1. Поведение азимутальных ЦУ в зависимости от угла тангажа ЛА (при $\varphi = 0^\circ$)

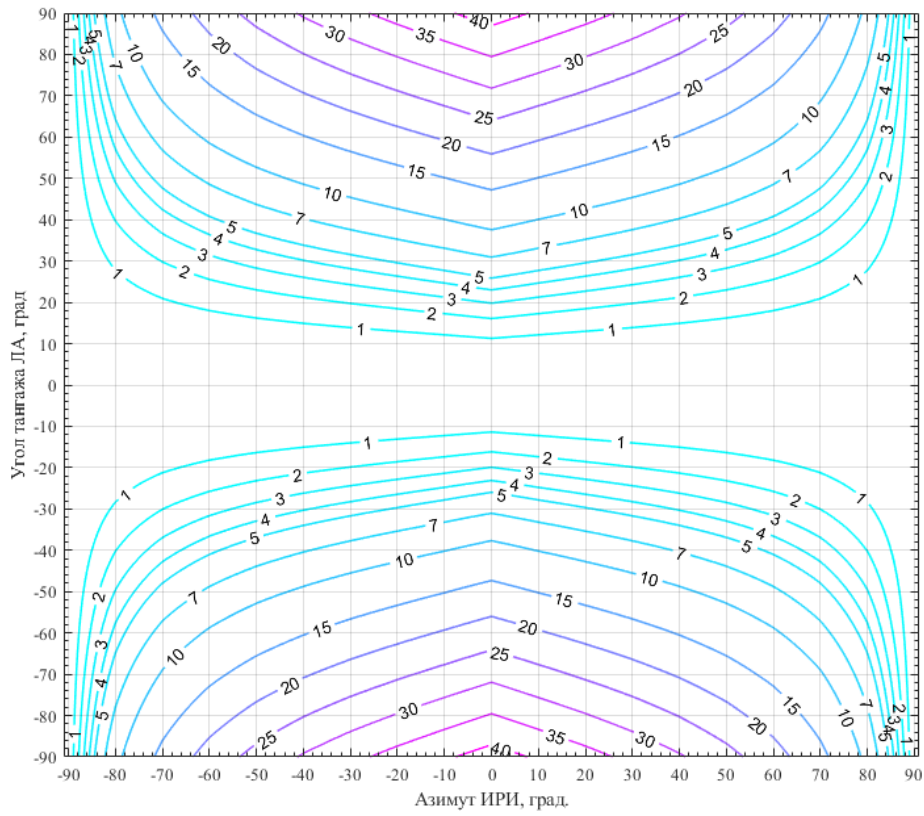


Рис. 2. Контурный график отклонений азимутальных ЦУ в зависимости от угла тангажа ЛА (при $\varphi = 0^\circ$)

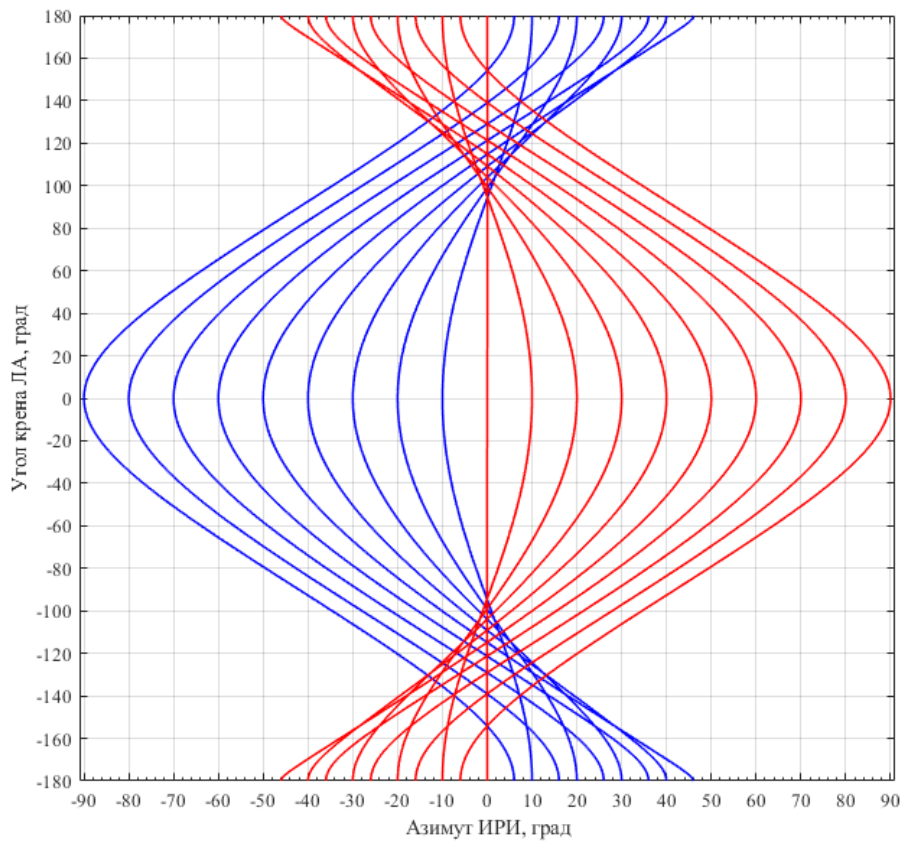


Рис. 3. Поведение азимутальных ЦУ в зависимости от угла крена ЛА (при $\theta = 0^\circ$)

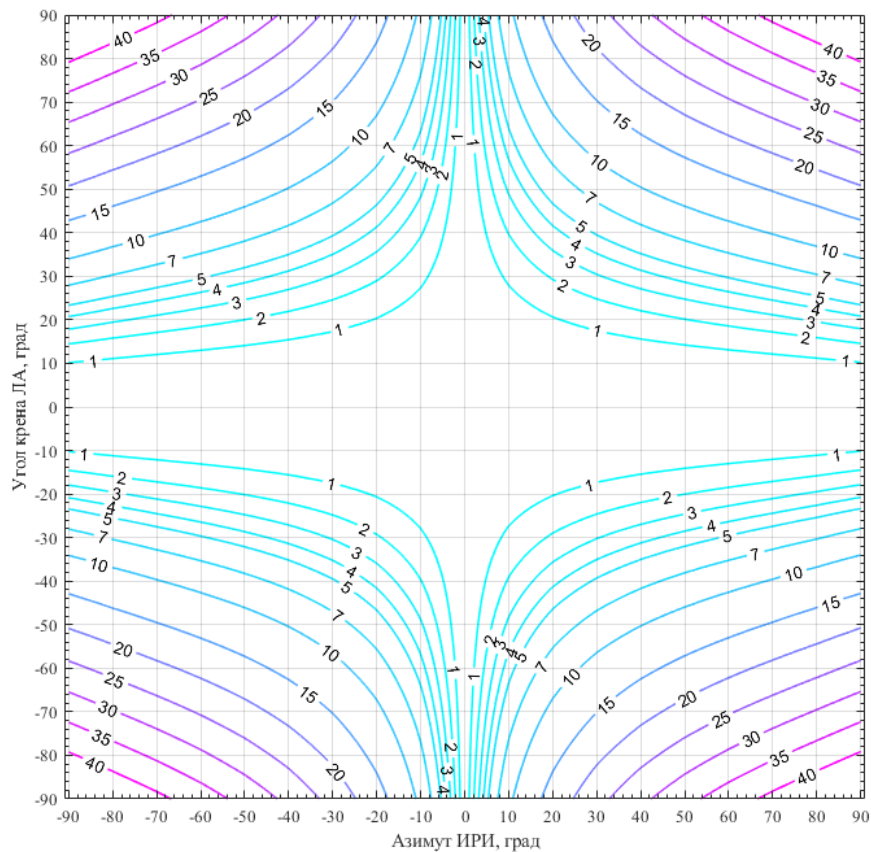


Рис. 4. Контурный график отклонений азимутальных ЦУ в зависимости от угла крена ЛА (при $\theta = 0^\circ$)

V. Анализ полученных результатов, выводы

По результатам настоящей работы заметно значительное влияние ориентирующих углов ЛА (крена, тангажа) на точность ЦУ угловых азимутальных координат ИРИ посредством ЛАР ФП.

Характер поведения возникающей угловой систематической ошибки (УСО) в рассмотренных случаях кардинально отличается: с абсолютным ростом угла тангажа УСО систематически смещает ЦУ к краям передней полусферы ЛА (ближе к поперечной оси ЛА), в то время как абсолютный рост угла крена образует систематическое смещение ЦУ ближе к центру передней полусферы ЛА (к продольной оси ЛА).

В обоих случаях рисунки УСО получились симметричны как относительно нулевого азимутального направления на ИРИ (здесь ошибка получилась нечётна в математической терминологии), так и симметричны относительно нулевых ориентирующих углов ЛА (чётна в математической терминологии).

Наибольший градиент УСО имеет при малых абсолютных азимутальных углах наблюдения ИРИ в случае воздействия тангажа ЛА и больших абсолютных азимутальных углах наблюдения ИРИ в случае воздействия крена.

Исходя из полученных графиков рис. 2, 4 при образовании ЛА любого ориентирующего угла (тангажа или крена) более 10° величина УСО уже может достигать 1° и имеет дальнейший резкий рост с увеличением ориентирующего угла. Поэтому исходя из ТТХ совре-

менных СПО с ЛАР ФП на определённых этапах полёта ЛА необходимо предусмотреть введение коррекции формируемых аппаратурой ЦУ (компенсацию образуемой систематической ошибки пеленгования).

Список литературы

1. Коровин Е. С. Влияние высоты летательного аппарата на точность местоопределения наземного источника радиолокационного излучения пеленгационным способом // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: докл. 7-й Всерос. науч.-техн. конф. 17-18 апреля. ОмГТУ, АО «ЦКБА». Омск, 2018. С. 179–185.
2. Лурье А. И. Аналитическая механика. М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1961. 824 с.
3. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. Издание тринадцатое, исправленное. М.: Наука, 1986. 544 с.

УДК 621.396.677.3

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ВСЕНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

FEATURES OF DESIGN OF OMNIDIRECTIONAL ANTENNA SYSTEMS

Ю.А. Костычов

*ОАО ОмПО «Радиозавод им. А.С. Попова» (РЕЛЕРО),
644009, Россия, Омская область, Омск, ул. 10 лет Октября 195*

Y. A. Kostychov

*Omsk Manufacturing Association named after A.S. Popov, 644009,
Russian Federation, Omsk region, Omsk, 10 let Oktyabrya Str., bldg.195*

Аннотация: В настоящей статье предложен новый метод расширения рабочего диапазона всенаправленной системы антенн круговой поляризации. Рассмотрены эффекты взаимного влияния излучателей системы антенн, а также обоснован выбор их пространственного размещения и количества.

Ключевые слова: антенно-фидерные устройства, антенная решетка, всенаправленность, электрический радиус.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-131-139

1. Введение

Применение антенно-фидерных устройств (АФУ) круговой поляризации при построении радиолиний обеспечивает защищенность последней от интерференционных замираний, возникающих в движении, изменении высоты, работе широкополосными сигналами и т.п.

ввиду подавления отраженного сигнала от подстилающей поверхности и прочих, близ расположенных к АФУ металлических предметов.

Построение всенаправленного АФУ круговой поляризации возможно на базе [1, 4, 5]:

- наклонных вибраторных антенн (как электрических, так и магнитных [1, 5]);
- комбинации электрического и магнитного излучателей (штыревой и горизонтальной рамочной антенн [1], щелевых излучателей [4]);
- при квадратурном возбуждении излучающей части (турникетный излучатель и т.п.[1, 5]);
- системы излучателей, круговая поляризация которых обусловлена их геометрией (спиральные антенны [1, 2, 5]) и т.п.

Все описанные подходы, кроме последнего, отличаются достаточно узким рабочим диапазоном, ввиду либо ограниченной полосы самого излучателя (системы излучателей), либо ограничения полосы устройств, обеспечивающих квадратурное сложение (направленный ответвитель и т.п.)

Спиральные антенны отличаются сверхширокополосным рабочим диапазоном с перекрытием 1:10 и более [2]. Широкополосность всенаправленной системы спиральных излучателей, расположенных в виде кольцевой антенной решетки (АР), обусловлена не столько широкополосностью антенных элементов (АЭ), сколько влиянием эффекта увеличения электрического радиуса решетки с ростом частоты. Влияние на всенаправленные свойства АР показано в [3] на примере всенаправленных систем логопериодических антенн (ЛПА). На рис. 1 показана антенная система спиральных антенн, взятая за прототип и имеющая ряд недостатков в виде большого габаритного размера, сравнительно узкого рабочего диапазона (перекрытие порядка 50% [5]).

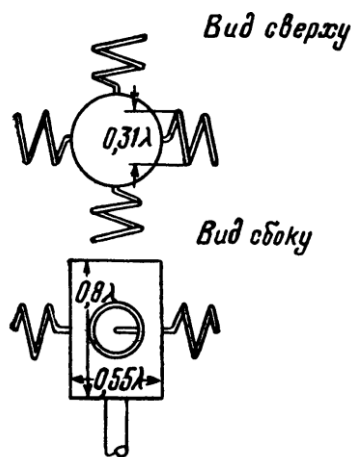


Рис. 1. Прототип системы всенаправленных антенн круговой поляризации

II. Постановка задачи

Расширение рабочего диапазона в область низких частот – задача более сложная, поскольку оно ограничено фундаментальным пределом Чу [7]. Задачей настоящей статьи является выработка метода расширения рабочего диапазона (в частности, в область низких частот) при сохранении эффективности и габаритного размера антенной системы.

III. Теория

Рассматриваемая в настоящей статье всенаправленная антенна круговой поляризации представляет собой синфазную эквидистантную кольцевую антенную решетку АЭ 1 с фиксированными (квазистабильными) фазовыми центрами (см. рис. 2а). На рис. 2а также обозначена излучающая щель 2 АЭ 1 и микрополосковая фидерная линия 3. На рис. 2б показан пример конструкции на основе представленной антенны, в которой дополнительно введен диэлектрический каркас 4, металлическое основание 5, металлическая крышка 6, радиопрозрачный кожух 7, металлический корпус (для размещения фидерных цепей или устройств сложения/деления мощности) 8 и крепление к антенно-мачтовому устройству (АМУ) 9.

Выбор в качестве АЭ квазисамодополнительных плоских спиральных антенн обеспечивает широкополосность (перекрытие порядка 1:10) в смысле поляризационной характеристики, равномерности импеданса, формы диаграммы направленности и коэффициента усиления. Также предлагаемая антенная система отличается от прототипа малым габаритным размером: один лишь рефлектор прототипа составляет $0,55\lambda$ и превышает габаритный размер всей предлагаемой антенной системы $0,48\lambda$, см. формулу (1).

В качестве АЭ могут быть использованы магнитные (щелевые) или электрические излучатели с фиксированными фазовыми центрами. В качестве конкретного примера реализации рассматривается антенна, включающая АЭ в виде двухзаходных спиральных антенн (с круговой поляризацией) см. рис 2.

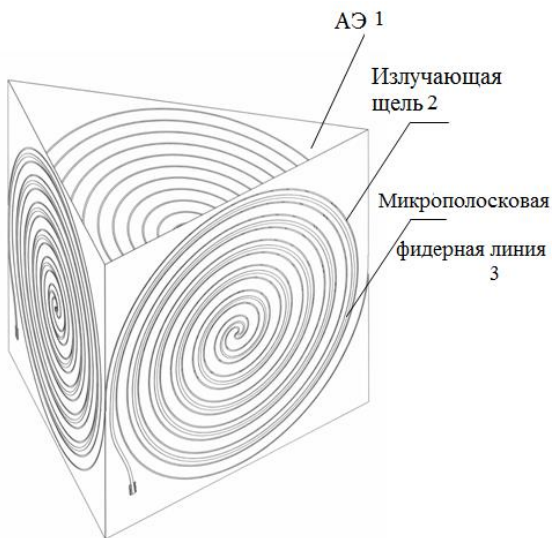


Рис. 2а. АР из трёх спиральных щелевых двухзаходных излучателей печатного исполнения

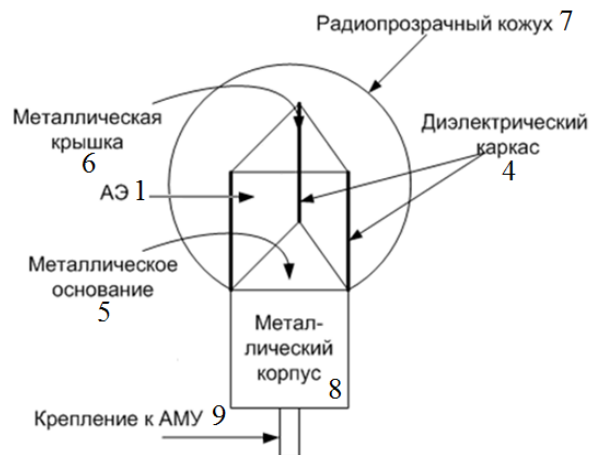


Рис. 2б. Монтажный рисунок АР

Как показано в [9,10], количество и взаимное расположение АЭ определяют верхнюю границу рабочего диапазона антенной системы в смысле сохранения квазивсенаправленной формы ДН в азимутальной плоскости, поскольку широкополосность кольцевой антенной решетки ограничена не только широкополосностью АЭ, а также электрическим радиусом решетки (взаимным удалением фазовых центров АЭ). Для обеспечения наибольшей широкополосности (в смысле сохранения согласования с трактом, формы диаграммы направленно-

сти) антенной системы и максимальной эффективности количество АЭ должно быть минимальным и нечетным.

Известен метод построения АР с расширенным рабочим диапазоном в область низких частот, описанный в [8] как CSA (current sheet array). В отличие от распространённого подхода по формированию системы излучателей, обеспечивающего достаточный уровень изоляции (развязки) между излучателями (порядка 20 дБ), метод формирования CSA рассматривает систему излучателей как набор сильно связанных резонаторов. Антенная система, построенная по методу CSA, отличается тем, что имеет большую широкополосность в область низких частот по сравнению с отдельным составляющим ее элементом. Метод включает размещение АЭ как в вертикальной (относительно экрана), так и в горизонтальной (взаимное) плоскости таким образом, чтобы расстояние между соседними АЭ не превышало половины наименьшей длины волны в рабочем диапазоне, что в свою очередь обеспечивает отсутствие побочных минимумов/максимумов диаграммы направленности (далее ДН) решетки. Система построена так, чтобы емкостная связь между АЭ обеспечивала согласование в нижней части рабочего диапазона антенной решетки там, где АЭ не обеспечивает (в виду своего малого электрического размера) согласование с трактом. Недостатком метода CSA является снижение коэффициента усиления (КУ) в отношении коэффициента полезного действия (КПД) вследствие запасания части энергии, подводимой к АЭ, в областях сильной емкостной связи.

Технический результат, на достижение которого направлен предлагаемый в статье метод расширения рабочего диапазона в область низких частот, заключается в обеспечении широкой полосы рабочих частот при сохранении эффективности и малого габаритного размера.

Для достижения указанного технического результата связь между антенными элементами выполняют в виде гальванического контакта между антенными элементами таким образом, что антенные элементы имеют общий неразрывный геометрический контур излучающей части, электрически удлиняют друг друга (один элемент оказывается нагруженным на другой, далее по тексту этот режим возбуждения АР назван «самонагруженным»). Также антенная система может быть снабжена рефлектором (для увеличения КУ, коррекции изоляции между АЭ и, в конечном счете, улучшения согласования антенной системы с фидерным трактом).

IV. Результаты экспериментов

Результат расширения рабочей полосы в область нижних частот (а именно КСВн по входу АЭ) при использовании метода «самонагружения» АЭ приведен на рис. 7 и 8 (результат электродинамического моделирования и натурных измерений соответственно).

Внешний вид опытного образца антенной системы приведен на рис. 9. Анализ рис. 7 и 8 показывает, что применение предложенного метода расширения рабочего диапазона в область низких частот позволяет уменьшить нижнюю частоту рабочего диапазона примерно на 10%. Коэффициент перекрытия соответственно возрастает с 3,2 до 3,6.

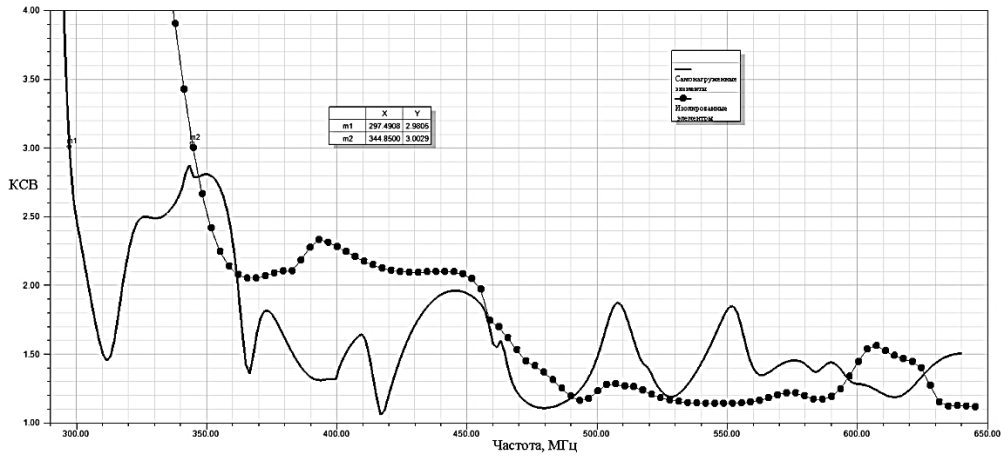


Рис. 7. КСВН по входу АЭ в системе трёх АЭ (результат моделирования)

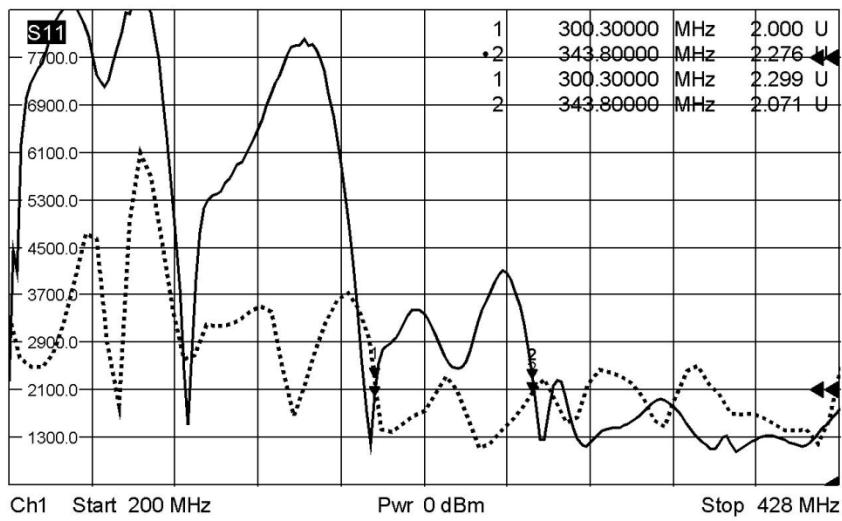
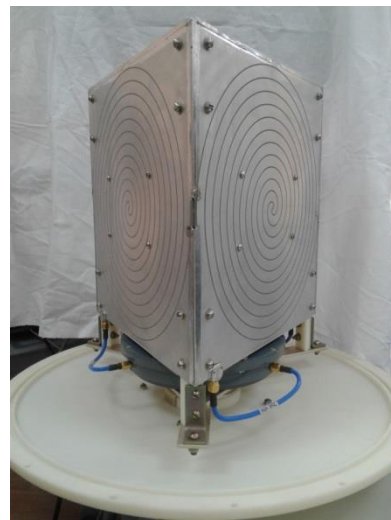


Рис. 8. КСВН по входу АЭ в системе трёх АЭ (результат измерения, пунктир – вариант с «самонагруженными» элементами)



Сбоку



Спереди

Рис. 9. Внешний вид опытного образца антенны

Зависимость КУ предложенной антенной системы приведена на рис. 10.

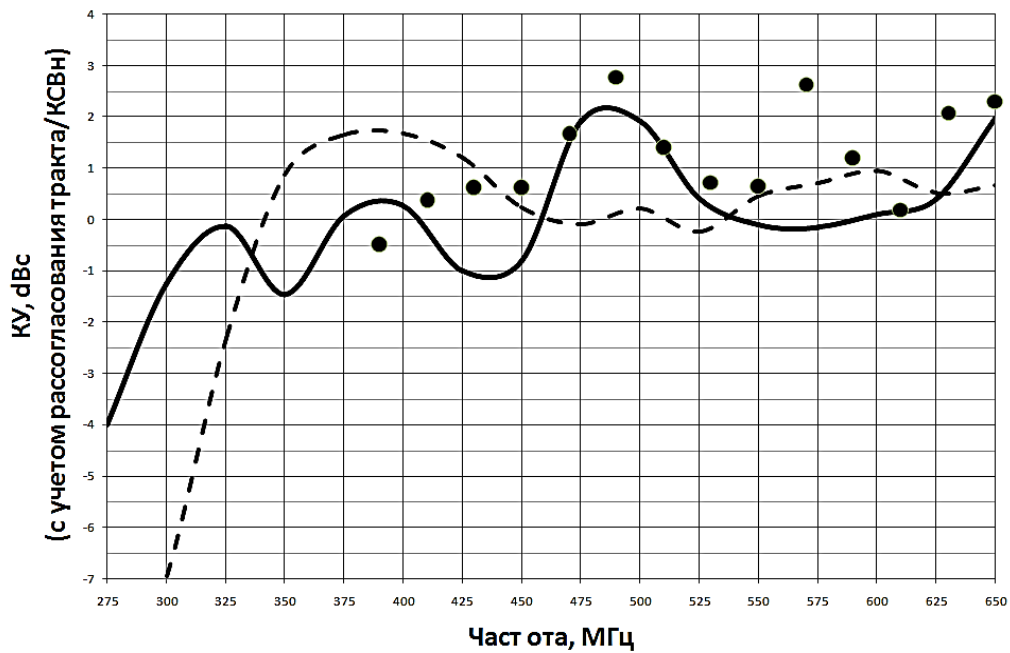
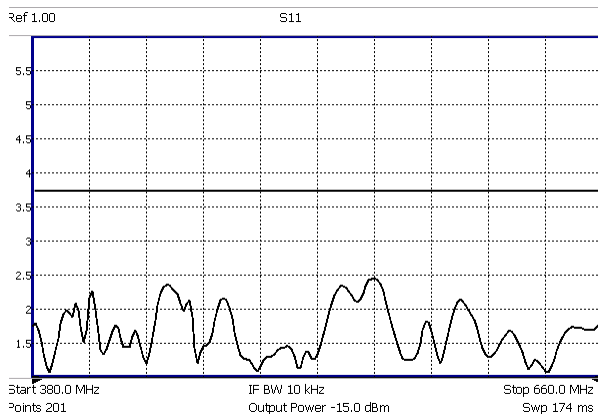
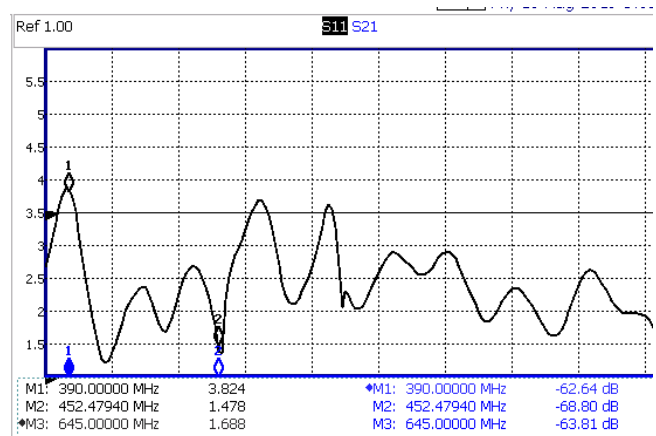


Рис.10. Графики зависимости КУ (с учетом рассогласования тракта):
 сплошная линия –трехканальный «самоагруженный» вариант работы (моделирование),
 пунктир – трёхканальный «изолированный» вариант работы (моделирование),
 точки – одноканальный «самоагруженный» вариант работы (измерение)

Значительно отличаются результаты измерений КСВн по входу системы АЭ, объединенных в один тракт (рис. 11) посредством синфазного делителя с развязанными выходами (уровень изоляции не ниже 20 дБ) и системы АЭ с тремя отдельными трактами (рис. 8).



а) Зависимость КСВн с коррекцией импеданса посредством согласующих цепей по выходу делителя на базе ФВЧ



б) Зависимость КСВн без корректирующих цепей

Рис. 11. Графики зависимостей КСВн по входу одноканальной «самоагруженной» антенной системы

Настоящие отличия обусловлены тем, что АЭ сильно связаны (см. рис. 12), и при объединении делителем с изолированными выходами в один тракт возвратные потери возрастают обратно пропорционально развязке. Рассматривая антенную систему, объединенную в один канал, как передающую (генератор подключен к входу делителя, а выходы делителя к АЭ), очевидно следующее: доля мощности от пары АЭ попадает в тракт к третьему АЭ, а при объединении АЭ в один тракт она возвращается к генератору.

Для минимизации отрицательного эффекта сильной связи между АЭ, обусловленной близким их расположением для обеспечения должного электрического радиуса антенной решетки, были рассмотрены два способа. А именно, способ коррекции импеданса одноканальной антенной системы посредством введения согласующей цепочки на базе фильтра верхних частот третьего порядка по входу делителя, и способ увеличения изоляции между АЭ за счет введения в конструкцию излучателя шлейфов в виде режекторного фильтра (высокоимпедансной структуры).

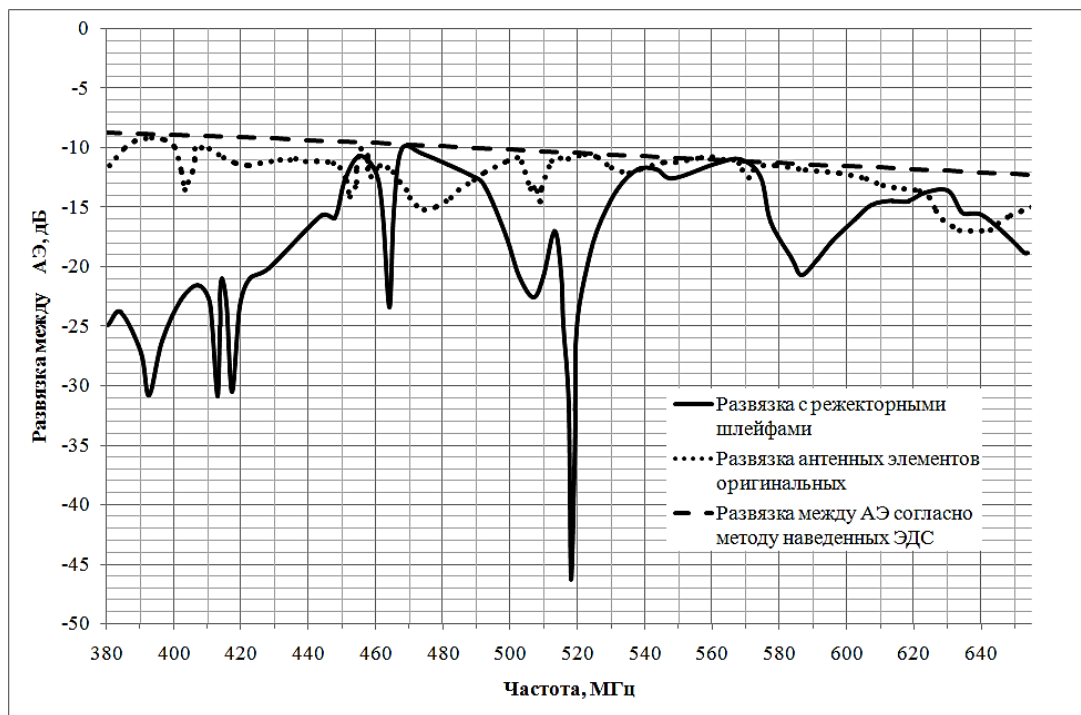


Рис. 12. Развязка между АЭ:
 пунктирная линия – расчетная методом наведенных ЭДС,
 сплошная линия – при введении в конструкцию излучателей режекторных фильтров,
 точки – развязка АЭ без коррекции

Высокоимпедансная структура, обеспечивающая увеличение изоляции между АЭ, представляет собой замкнутую щелевую линию (конец щелевого излучателя двухзаходной спирали) с конденсатором на своем разомкнутом конце. Причем конденсатор и длина шлейфа выбираются таковыми, чтобы частота параллельного резонанса оказалась выше (но близкой) к нижней рабочей частоте АЭ, поскольку связь между АЭ увеличивается со снижением частоты.

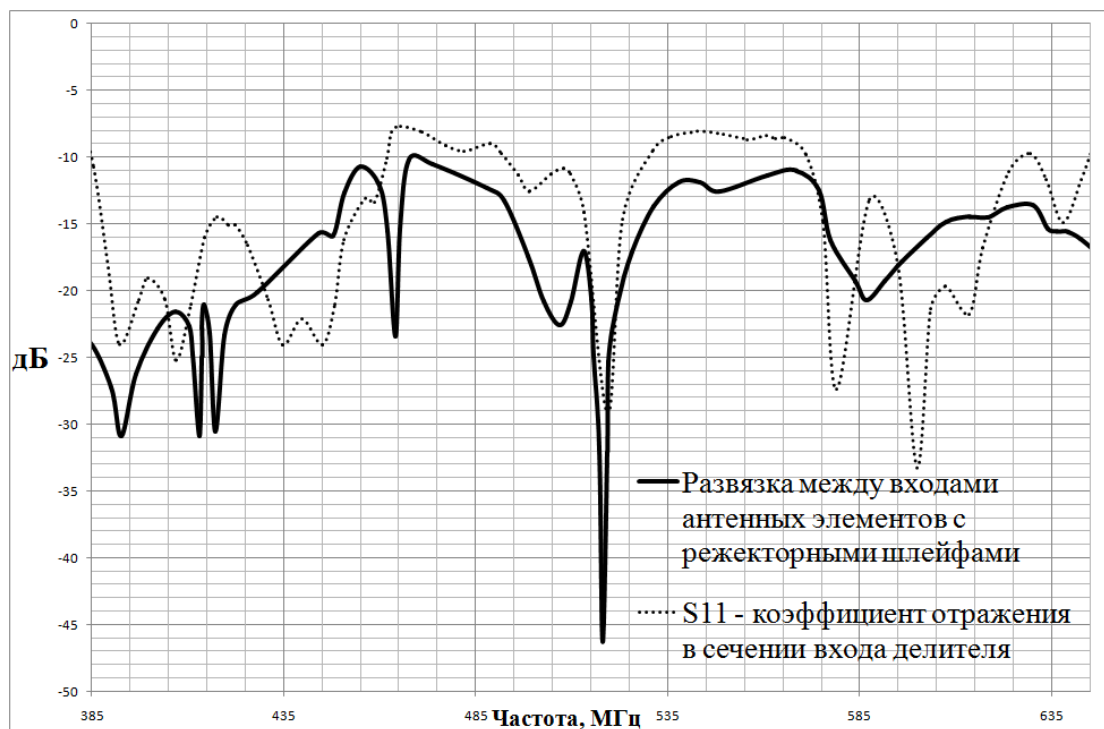


Рис. 13. Корреляция коэффициента отражения на входе одноканальной системы АЭ и развязки между АЭ

Анализ результатов измерения изоляции между АЭ в одноканальной антенной системе и коэффициента отражения на входе данной системы (на входе делителя) показывает, что рассогласование антенной в одноканальном режиме определено именно сниженной изоляцией АЭ и может быть снижено посредством увеличения последней. Увеличение изоляции АЭ было достигнуто в низкочастотной области рабочего диапазона ввиду достаточно узкой полосы работы режекторного фильтра (высокоимпедансной структуры).

Очевидно коренное отличие способов построения антенной системы как одноканальной и многоканальной, как в сопутствующих недостатках, так и в методах их устранения: для реализации преимуществ многоканальной системы требуется увеличение связи между АЭ, в случае же одноканальной системы необходимо увеличение изоляции между последними.

V. Обсуждение результатов

Анализ рис. 10 показывает, что «самоагруженный» вариант работы антенной системы практически не отличается по КУ от «изолированного» варианта (в рабочем диапазоне последнего) и значительно (порядка 6 дБ) превосходит последний в области низких частот.

Также важно пояснить рис. 10 в части частотной области измеренного КУ «самоагруженной» антенной системы. Измерение КУ произведено методом идентичных (одинаковых) антенн. Ввиду сильной связи между АЭ, обусловленной близким их взаимным расположением, при включении антенной системы в одноканальном режиме (когда все выходы АЭ подключены к одному тракту) КСВн по выходу системы значительно возрастает (до 4, см. рис. 11 б), в отличие от трёхканального варианта (типичное значение КСВн по выходу каждого АЭ не выше 2,5). Введение внутреннего рефлектора и включение по выходу системы коррек-

тирующих цепей на базе фильтра верхних частот позволяет улучшить согласование одноканальной антенной системы до уровня не выше 2,5 КСВн (см. рис. 11 а). Такой же результат (в части согласования одноканальной антенной системы) может быть достигнут при введении в конструкцию излучателей высокоимпеданстных структур (режкторных фильтров). Анализ рис. 11, 7, 8 и 10 показывает, что в одноканальном режиме добиться столь же широкополосного согласования антенной системы значительно сложнее, чем в трёхканальном. Многоканальный же режим отличается усложненным построением и сниженной линейностью сигнала, но обеспечивает наибольшую широкополосность и лучшее согласование элементов тракта.

VI. Выводы и заключение

Таким образом, для обеспечения наибольшей широкополосности и эффективности антенной системы необходимо минимизировать электрический радиус AP , а также выбрать количество $AЭ$ минимальным и нечетным. Антенную систему для обеспечения бóльшей широкополосности (расширения рабочего диапазона в область низких частот) можно построить как многоканальную систему сильносвязанных антенных элементов.

Следует отметить, что все выводы и заключения могут быть перенесены на антенные системы любого частотного диапазона (СДВ, ПВ, КВ, УКВ и пр.)

Список литературы

1. Published by Zhi Ning Chen. Handbook of antenna technologies.: Springer reference. 2016.
2. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. М.: Сов. радио, 1974. 224 с.
3. Пат. RU2587495 Российская Федерация, МПК H01Q11/10, H01Q21/20. Способ передачи сигналов через всенаправленную кольцевую логопериодическую антенную решетку вертикальной поляризации и антенная решетка для его осуществления / Юдин В. В., Невский А. В., Трофимов А. П. № 2014120884/28; заявл. 23.05.2014; опубл. 20.06.2016, Бюл. № 17.
4. Huy Hung Tran, Nghia Nguyen-Trong 3 and Amin M. Abbosh. Simple Design Procedure of a Broadband Circularly Polarized Slot Monopole Antenna Assisted by Characteristic Mode Analysis : IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 78386 – 78393.
5. Техника сверхвысоких частот/под ред. Я.Н. Фельда. М.: Сов. радио, 1952. 475 с.
6. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства, М.: Радио и связь. 1989. 352 с.
7. L.J. Chu. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas. Journal of Applied Physics 19(12). 1949. P.1163 – 1175.
8. Constantine A. Balanis. Modern antenna handbook. Published by John Wiley & Sons, Inc., 2008.
9. Костычев Ю.А., Попов Е.С. Особенности построения всенаправленных антенных систем// Радиотехника, электроника и связь: докл. Всерос. конф. октябрь 2019 г. Омск. ОНИ-ИП, 2019. С. 175-182.
10. Пат. RU 2713163 Российская Федерация МПК H01Q 21/20 H01Q 11/08. Способ построения всенаправленной кольцевой антенной решетки и антенна, его реализующая/ Костычев Ю. А., Афонин Г. В. , Скорына Г. Д. № 2019122874; заявл. 19.07.2019; опубл. 14.02.2020, Бюл. № 4.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ИНФРАДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СВЧ В МОНОИМПУЛЬСНОМ ПЕЛЕНГАТОРЕ

OPPORTUNITY ESTIMATION OF BROADBAND MICROWAVE RECEIVER IN MONOPULSE RADAR

З. П. Куприянов, С. А. Петров

АО «НПК «ТРИСТАН» Москва, Россия

Z. P. Kupriianov, S. A. Petrov

NPCTRISTAN, Moscow, Russia

Аннотация – В данной статье проанализированы характерные особенности моноимпульсной пеленгации применительно к СКРЭО. Сформулированы требования к приемному тракту моноимпульсного пеленгатора. Измерены характеристики широкополосного инфрадинного преобразователя СВЧ в нормальных условиях и при воздействии низкой и высокой температуры окружающей среды, построена типовая для СКРЭО пеленгационная характеристика. Рассчитаны ошибки, вносимые ШИП СВЧ в определение истинного пеленга. В заключении сделан вывод о целесообразности использования ШИП СВЧ в системах, использующих метод моноимпульсной пеленгации.

Ключевые слова – моноимпульсный пеленгатор, широкополосное устройство СВЧ, широкополосный инфрадинный приемник, пеленгационная характеристика.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-140-145

I. Введение

Современные пассивные системы контроля радиоэлектронной обстановки (СКРЭО) обладают неоспоримым преимуществом – скрытностью работы за счет отсутствия собственного излучения. Однако, как и всегда в технике, СКРЭО обладает одним серьезным недостатком – априорной неопределенностью принимаемых сигналов. Внедрение все большего количества РЭС во всех сферах жизни приводит к работе в сложной сигнальной обстановке. Практически все характеристики сигналов, принимаемых СКРЭО, могут быстро меняться как во времени, так и по частоте. Способы преодоления неопределенности:

широкая полоса частот – позволяет следить за источником радиоизлучения (ИРИ) в широком диапазоне частот, таким образом, компенсируя способность ИРИ к изменению частоты сигнала;

широкий динамический диапазон – позволяет принимать сигналы различных мощностей и противодействовать помехам, как естественным, так и искусственным;

пеленг – зная направление на цель, можно селективировать принимаемые сигналы по пространству. В таком случае при быстром изменении других параметров сигнала, таких как

частота, длительность пачки импульсов, длительность импульса модуляция, можно продолжать слежение за целью.

Таким образом идентифицировать цель в сложной сигнальной обстановке становится крайне затруднительно. Единственный параметр, который меняется относительно медленно – это пеленг. Таким образом пеленг можно использовать как привязку других параметров сигнала к определенной цели. В подобных системах обычно используется моноимпульсная пеленгация, которая в свою очередь накладывает дополнительные требования к приемным трактам приемника.

II. Постановка задачи

Использование моноимпульсной пеленгации в пассивных СКРЭО, то есть определением пеленга по единичному импульсу, вызвано большей вероятностью пропуска цели при сканировании как по пространству, так и по частоте. Широкий диапазон частот принимаемых сигналов СКРЭО приводит к необходимости производить частотное сканирование, что увеличивает вероятность пропуска цели. Поэтому решение о направлении прихода сигнала необходимо принимать по единичному импульсу, поскольку вероятность пропустить последующие слишком велика. Предположим, что ширина диапазона рабочих частота равна 16 ГГц, а полоса мгновенного обзора 500 МГц, следовательно, вероятность пропуска импульса при частотном сканировании:

$$P_{\text{пр.ц}} = 1 - P_{\text{обн.ц}}$$

– где $P_{\text{пр.ц}}$ – вероятность пропуска цели, $P_{\text{обн.ц}}$ – вероятность обнаружения цели.

$$P_{\text{обн.ц}} = \frac{1}{\frac{16}{0.5}} = \frac{1}{32}$$

$$P_{\text{пр.ц}} = 1 - \frac{1}{32} = \frac{31}{32} \approx 0.96 = 96\%$$

Даже без учета пространственного сканирования такая вероятность пропуска импульса сильно осложняет работу системы.

В моноимпульсной пеленгации необходима параллельная работа как минимум двух приемных каналов. Импульс принимается по двум независимым каналам, диаграммы направленности которых смещены относительно друг друга на некоторый угол от равносигнального направления и имеют пересекающиеся по краям диаграммы направленности. Таким образом, сравнивая принятые сигналы по различным каналам, можно определить пеленг ИРИ.

Рассмотрим ошибки, влияющие на точность пеленгации в системах моноимпульсной пеленгации.

В табл. 1 представлены источники ошибок и составляющие, которые они могут вносить.

ФАКТОРЫ ОШИБОК МОНОИМПУЛЬСНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ

Источник ошибок	Составляющие ошибок
Среда, в которой распространяются волны	Ошибки, обусловленные отражениями радиоволн от земли и водной поверхности, отражения от тропосферы и ионосферы, дифракция
Источник радиоизлучения	Активные помехи, перестройки по частоте
Радиолокатор	Неидентичность приемных каналов по амплитудно-фазовым характеристикам, внутренние шумы приемников, старение элементов, механическое и климатическое воздействие

Ошибки, порождаемые средой распространения и помехи ИРИ, следует учитывать, но в данной работе будут рассматриваться ошибки, вносимые приемным трактом амплитудно-амплитудного пеленгатора, об этом подробно говорится в [2]. Согласно табл. 1 сформулируем требования к приемному тракту амплитудно-амплитудного пеленгатора:

1. Малая неидентичность приемных каналов.
2. Низкая неравномерность сквозных АЧХ.
3. Высокая стабильность характеристик во времени.
4. Устойчивость к ВВФ – способность тракта сохранять свои параметры при изменении температуры внешней среды.

Существуют методы компенсации неидентичности АЧХ приемного тракта путем калибровки. Калибровка отнимает полезное время работы системы, усложняет структуру системы, повышает её функциональную нагрузку, уменьшает надёжность. Достижение высокой точности пеленгации предъявляет жесткие требования к системе калибровки. Актуальной задачей является упрощение системы калибровки в части количества калибровок и их длительности.

Целью этой статьи является оценка возможности применения ШИП СВЧ в моноимпульсном пеленгаторе.

Задачи, требующие рассмотрения:

1. Получить АЧХ ШИП СВЧ в нормальных условиях и при различных внешних воздействующих факторах (ВВФ).
2. Задавшись типовой пеленгационной характеристикой моноимпульсного пеленгатора СКРЭО, оценить вносимую ШИП СВЧ ошибку определения истинного пеленга.

III. Основная часть

Зададимся пеленгационной характеристикой моноимпульсного пеленгатора СКРЭО. Предположим, что ширина диаграммы направленности равна 40° , а ее форма соответствует главному лепестку функции sinc . Также необходимо сместить ДН таким образом, чтобы они пересекались в точке 0,7 по амплитуде и взять их отношение в децибелах. Выделить вблизи

равносигнального направления участок, близкий к линейному, аппроксимировать до прямой, как показано на графиках (рис.1).

$$\text{sinc} = \frac{\sin(x)}{x}$$

Прямая, аппроксимирующая пеленгационную характеристику:

$$y = 0.411x - 9.064 * 10^{-16}$$

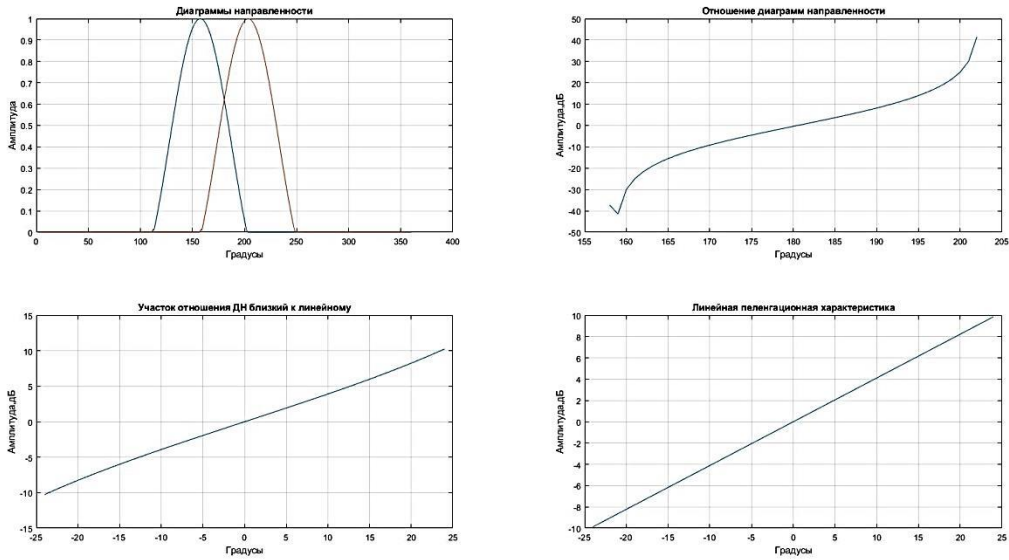


Рис. 1. Получение пеленгационной характеристики по заданной ширине диаграммы направленности антенны

Крутизна пеленгационной характеристики (рис.1) составляет 2.3°: это означает, что ошибка измерения отношения амплитуд на 1дБ даст ошибку измерения пеленга 2.3°.

Приемный тракт пеленгатора состоит из антенны, ШИП СВЧ и аппаратуры анализа. Антенна является угловым датчиком, ШИП СВЧ переносит высокочастотный входной сигнал в рабочую полосу аппаратуры анализа. Аппаратура анализа уже в свою очередь детектирует сигнал и сравнивает его с соседним приемным каналом, определяя угол прихода сигнала.

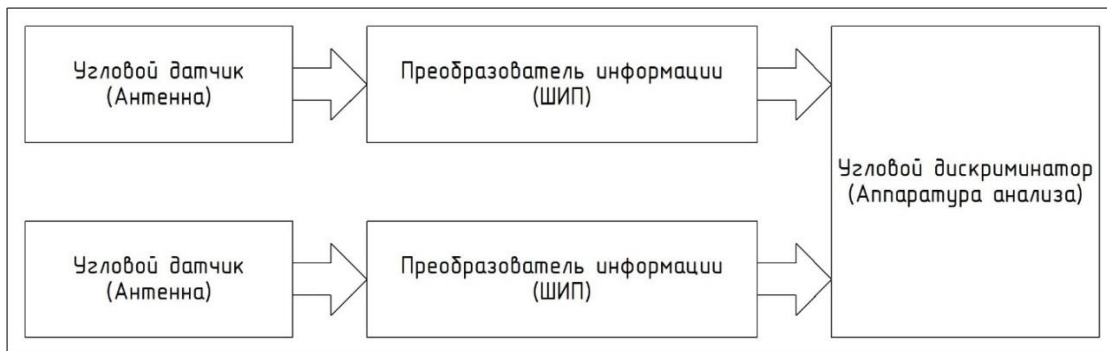


Рис. 2. Структурная схема приемного тракта СКРЭО

Каждая составная часть приемного тракта вносит свои ошибки определения пеленга. Рассмотрим ошибку, вносимую ШИП СВЧ. Для оценки ошибки пеленга были измерены сквозные амплитудно-частотные характеристики ШИП СВЧ.

IV. Экспериментальная часть

Были произведены измерения сквозной АЧХ ШИП СВЧ в диапазоне с 2 до 18 ГГц с шагом настройки 500 МГц с образцами «4» и «5». В нормальных условиях и при воздействии внешних воздействующих факторов:

1. температура окружающей среды 25°C
2. температура окружающей среды 60°C
3. температура окружающей среды минус 50°C

Результаты измерения и сравнения приведены на графиках (рис. 3).

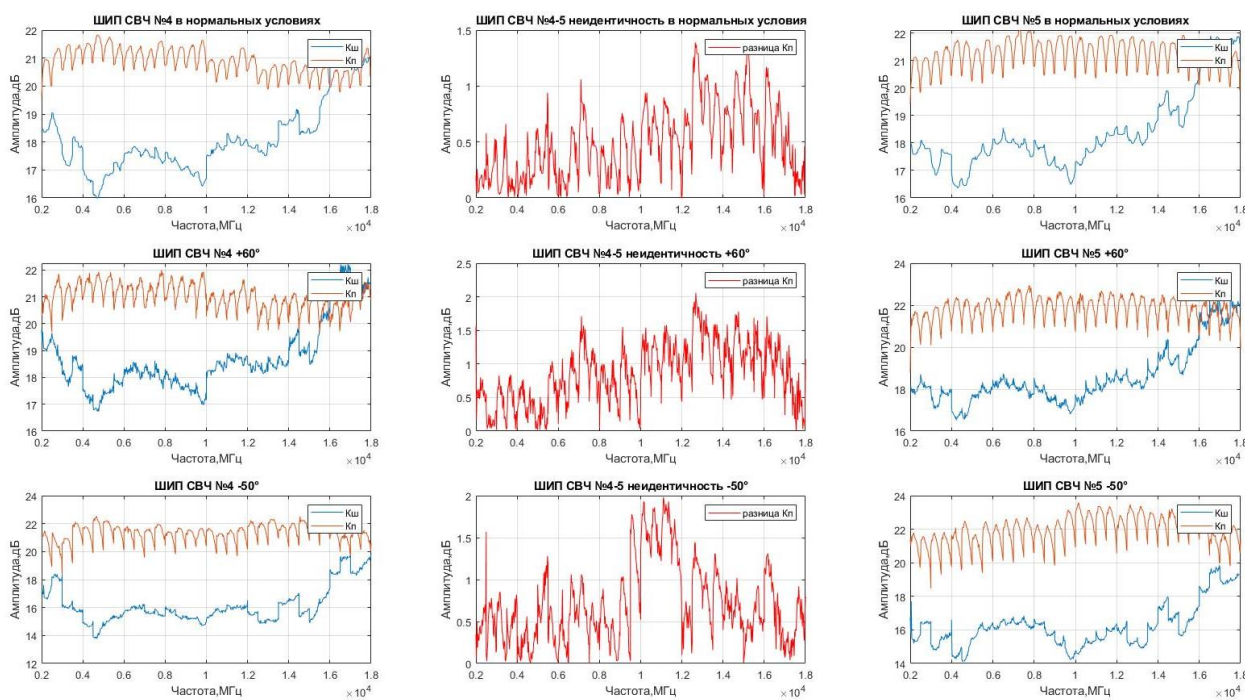


Рис. 3. Сквозная АЧХ ШИП СВЧ.

Оранжевым цветом на графике указан коэффициент передачи, синим – коэффициент шума, красным – модуль неидентичности

Как видно на графике, неидентичность коэффициента передачи во всем рабочем диапазоне в нормальных условиях составляет не более 1.5 дБ, а при воздействии температур не более 2 дБ. Таких характеристик удалось добиться внедрением автоматизированных схем питания и управления, о чем подробно изложено в [1].

Проведем статистическую обработку результатов измерений. Полученные данные представлены в табл. 2.

РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ ПОЛУЧЕННЫХ ДАННЫХ

Температура окружающей среды	Модуль мат. ожидания неидентичности K_{Π}	СКО неидентичности K_{Π}	Максимум неидентичности K_{Π}
25°C	0,35	0.44	1.39
60°C	0,81	0.48	2.06
Минус 50°C	0,56	0.61	1.98

Приведем эти характеристики к ошибке пеленга системы.

$$\Delta D = 2.3^{\circ} * \Delta K_{\Pi}$$

где ΔD – ошибка определения истинного пеленга, ΔK_{Π} – неидентичность ШИП СВЧ

**РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ ПОЛУЧЕННЫХ ДАННЫХ,
ПРИВЕДЕННЫЕ К ОШИБКЕ ПЕЛЕНГА**

Температура окружающей среды	Модуль мат. ожидания ошибки пеленга	СКО ошибки пеленга	Максимум ошибки пеленга
25°C	0.81°	1.02°	3.19°
60°C	1.87°	1.12°	4.73°
минус 50°C	1.30°	1.41°	4.55°

В соответствии с заданной крутизной пеленгационной характеристики 2.3° на 1 дБ вклад в ошибку определения пеленга, вносимый ШИП СВЧ, во всем диапазоне температур не превышает 4.7° . А в среднем ошибка в нормальных условиях составляет порядка 1° . На основе полученных результатов можно сделать вывод о целесообразности применения ШИП СВЧ в приемном канале СКРЭО.

V. Заключение

В данной статье была рассмотрена работа СКРЭО и в, частности, работа моноимпульсного пеленгатора в ее составе. Смоделирована типовая пеленгационная характеристика для соответствующих систем. Измерены характеристики ШИП СВЧ в нормальных условиях и при воздействии ВВФ. Проанализированы полученные характеристики и определен вклад ШИП СВЧ в ошибку определения пеленга системы. Применение ШИП СВЧ позволит СКРЭО пеленговать ИРИ с высокой точностью и упростит требования к системе калибровки, тем самым повысив тактико-технические характеристики системы.

Список литературы

1. Петров С.А. Цифровые» подходы к расширению динамического диапазона широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ //Uralradioengineering. 2019. № 3(4). P. 356–368.DOI: 10.15826/ urej.2019.3.4.002.
2. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.

**МИНИАТЮРИЗАЦИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ МОДУЛЕЙ
НА ОСНОВЕ ДВОЙНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ РАЗРЕЗНЫХ РЕЗОНАТОРОВ**

**MINIATURIZATION OF MICROWAVE FREQUENCY-SELECTIVE MODULES BASED
ON DOUBLE CUT SPLIT RING RESONATORS**

Е. В. Николаев

АО «ТНИИС», Таганрог, Россия

E. V. Nikolaev

AO «TNIS», Taganrog, Russia

Аннотация – Частотно-селективные устройства являются одной из важных составляющих систем связи и радиолокации, позволяют обеспечивать помехоустойчивость аппаратуры и электромагнитное согласование. Цель работы заключается в разработке методов уменьшения линейных габаритных размеров СВЧ частотно-селективных устройств. Для уменьшения линейного размера полуволнового резонатора в работе используется полуволновый двойной кольцевой разрезной резонатор. Решена задача заземления шлейфов кольцевого резонатора для формирования на его основе четвертьволнового резонатора, сформирована топология короткозамкнутого кольцевого разрезного резонатора. Разработаны СВЧ модули на основе полуволновых и четвертьволновых двойных кольцевых разрезных резонаторов. Линейные размеры разработанного микроволнового модуля на основе четвертьволнового кольцевого резонатора не превышают трёх сантиметров по каждой из сторон.

Ключевые слова – режекторный фильтр, двойной кольцевой резонатор, полуволновый резонатор, четвертьволновый резонатор.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-146-151

I. Введение

Частотно-селективные устройства являются одной из важных составляющих систем связи и радиолокации, позволяют обеспечивать помехоустойчивость аппаратуры и электромагнитное согласование, в результате чего повышаются энергетические характеристики радиотехнических систем и устройств. Во время разработки радиоэлектронной аппаратуры необходимо стремиться к минимизации линейных габаритов. Одним из способов компактного размещения полосового фильтра на печатной плате является его искривление, при этом с ростом частоты необходимо учитывать взаимное электромагнитное влияние отрезков шлейфа и разница результатов схемотехнического и электродинамического расчетов будет значительно отличаться. Одним из возможных решений улучшения электромагнитных характеристик рассматриваемого полосового фильтра и оптимизации рабочего времени разработчика является использование топологии фильтра, изначально занимающего меньшие линейные размеры. В качестве такой структуры может быть рассмотрена топология двойного кольце-

вого разрезного резонатора. В научных публикациях обозначается, что структура кольцевого резонатора не может использоваться для формирования СВЧ фильтрации из-за незначительного коэффициента ослабления на резонансной частоте [1]. В результате исследований были выявлены необходимые меры и методы для повышения коэффициента ослабления и использования кольцевого резонатора как базового элемента для миниатюризации частотно-селективных СВЧ устройств [2].

II. Постановка задачи

Работа направлена на уменьшение линейных габаритных размеров СВЧ фильтров путем построения топологии частотно-селективных устройств на основе двойных кольцевых разрезных резонаторов с целью уменьшения массы и габаритов прибора, в состав которого будут входить разрабатываемые частотно-селективные модули. Для решения поставленной задачи необходимо разработать топологию фильтра и корпус, учитывая особенности топологии.

III. Теория

Топология двойного кольцевого разрезного резонатора представлена на рис. 1

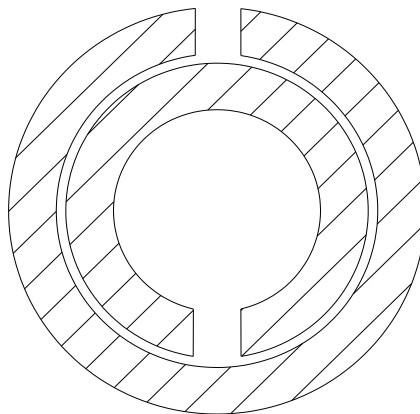


Рис. 1. Топология кольцевого разомкнутого разрезного резонатора

Длина кольцевого резонатора равна половине длины волны, соответствующей резонансной частоте. Таким образом, длина центральной линии кольцевого резонатора равна длине полуволнового полоскового резонатора. Получаем линейный размер структуры, отображенной на рис. 1, равный C/π , где C – длина полуволнового резонатора. Варьируя несколькими параметрами, можно добиться дальнейшего уменьшения линейных размеров структуры, в то же время одним из решений может являться построение короткозамкнутых кольцевых разомкнутых резонаторов; таким образом, линейный размер короткозамкнутого резонатора будет равен одной четвертой длины волны. В литературных источниках на данный момент не рассмотрен вопрос метода заземления кольцевого резонатора, поэтому для решения задачи замыкания шлейфов кольцевого резонатора на землю в процессе разработки топологии четвертьволнового двойного кольцевого разрезного резонатора были рассмотрены различные варианты заземления кольцевого резонатора (рис. 2).

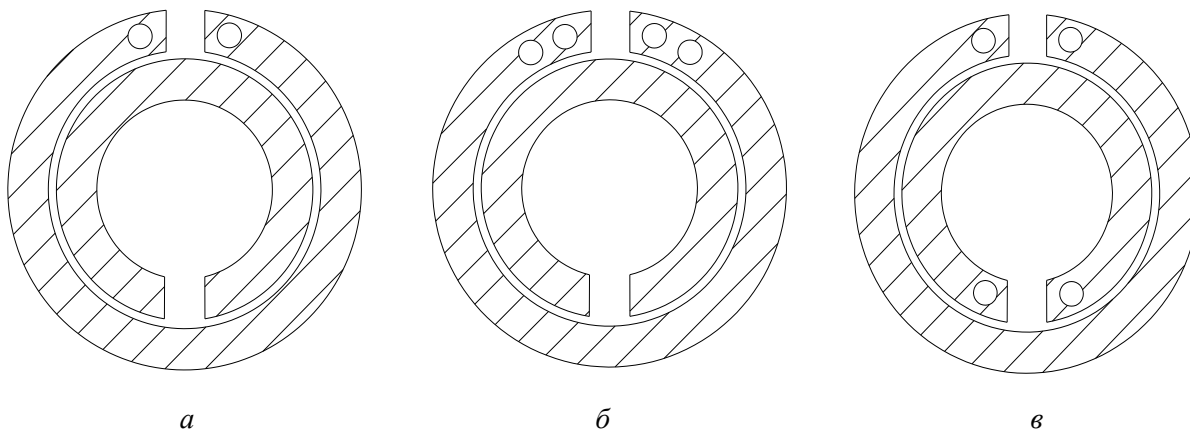


Рис. 2. Короткозамкнутый резонатор: а) короткозамкнутый внешним кольцом резонатор с двумя заземляющими отверстиями; б) короткозамкнутый внешним кольцом резонатор с четырьмя заземляющими отверстиями; в) резонатор с двумя замкнутыми на землю кольцами

Отличие между вариантами топологий заключается в количестве и местоположении заземляющих отверстий на полосковых линиях резонатора.

IV. Результаты экспериментов

Топология двойного кольцевого разрезного резонатора рассчитана математически [3]. В САПР электромагнитного моделирования CST Studio Suite был рассчитан коэффициент передачи СВЧ мощности отрезка линии передачи, нагруженного резонатором, с резонансной частотой в сантиметровом диапазоне частот, топологии которого отображены на рис. 2. Полученные значения коэффициента ослабления на резонансной частоте представлены в табл.1.

Таблица 1

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОРОТКОЗАМКНУТОГО КОЛЬЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА

Топология	Коэффициент ослабления на первой резонансной частоте	Коэффициент ослабления на второй резонансной частоте
(а)	19.68	7.91
(б)	19.14	8.16

Топология, отображенная на рис. 2 в, не позволяет получить заданную резонансную частоту без внесения значительных изменений в топологию, а именно, пересчета диаметров резонансных разрезных колец.

Были разработаны СВЧ частотно-селективные модули на основе одного двойного кольцевого разрезного резонатора и каскадного включения двух и трех кольцевых разрезных полуволновых резонаторов, которые представлены на рис. 3 и рис. 4 [3].

На рис. 4 представлена фотография печатной платы режекторного фильтра, подключенной к кабелям векторного анализатора цепей. Режекторный фильтр (рис. 4) разработан на основе каскадирования трёх разомкнутых двойных кольцевых разрезных резонаторов.



а

б

Рис. 3. Печатные платы с топологией на основе двойных кольцевых резонаторов:
 а) базовый элемент – двойной кольцевой разрезной резонатор;
 б) печатная плата режекторного фильтра на основе двух кольцевых резонаторов



Рис. 4. Печатная плата режекторного фильтра, подключенного к измерительному оборудованию

Кривые, отображающие коэффициенты передачи S_{21} , измеренных на векторном анализаторе цепей, режекторных СВЧ модулей, на основе разомкнутых кольцевых резонаторов, представлены на рис. 5.

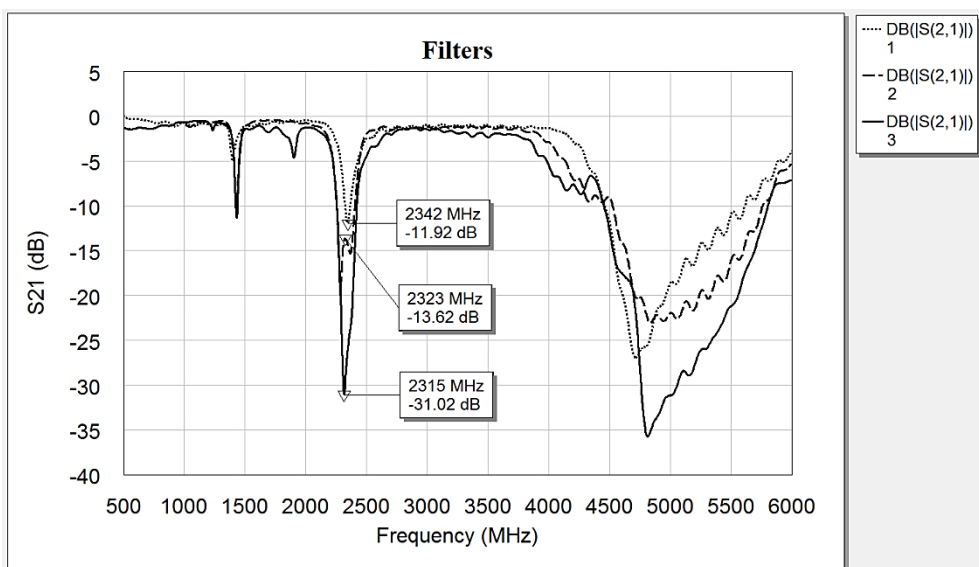


Рис. 5. S_{21} изготовленных модулей на основе одного, двух и трех кольцевых разрезных резонаторов соответственно

Модель разработанного корпуса модуля представлена на рис. 6. В качестве соединителей предполагается использование герметичных СВЧ разъемов СРГ-50-751ФВ.

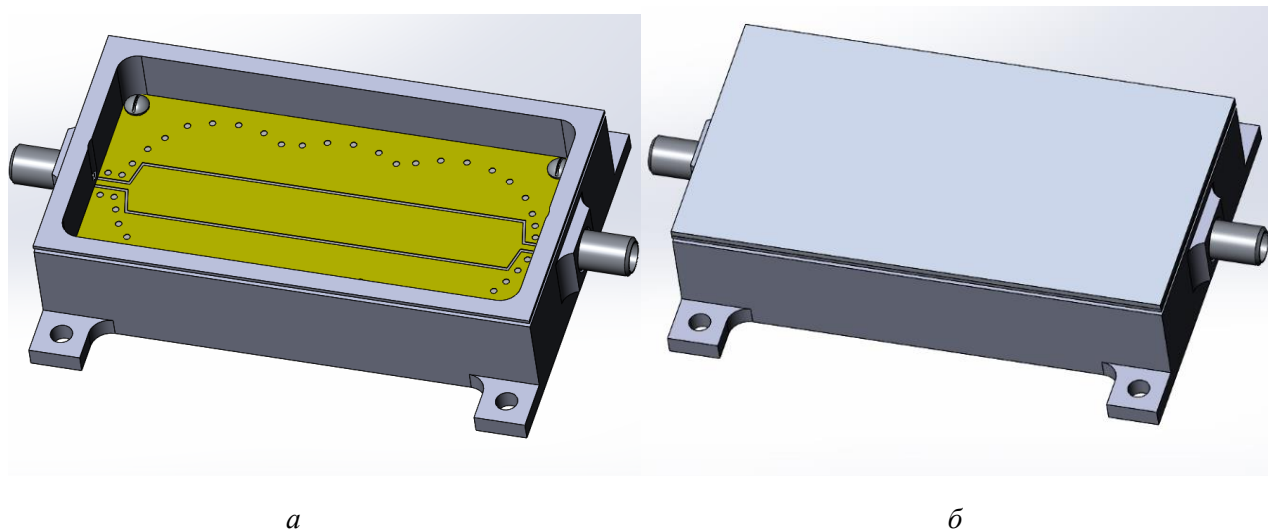


Рис. 6. Модель модуля:
а) корпус с установленной СВЧ платой;
б) корпус с установленной крышкой

Линейные габариты модуля с установленной печатной платой на основе разомкнутых кольцевых резонаторов (рис. 6) – 78 мм длиной и 42 мм шириной. На основе проработанной конструкции сформирована модель, представленная на рис. 7.

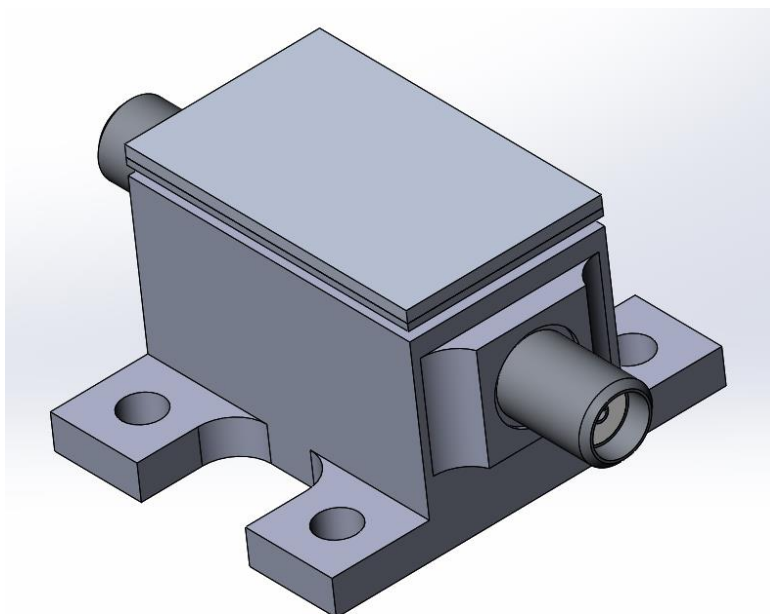


Рис. 7. Корпус режекторного фильтра на основе короткозамкнутых кольцевых резонаторов, в сборе

Длина модуля составляет 26 мм, ширина 16 мм. Высота модулей, отображенных на рис. 3 и 4, составляет 19 мм. Взаимной оптимизацией геометрических параметров короткозамкнутых кольцевых резонаторов и заменой СВЧ – разъемов возможно дальнейшее уменьшение общих габаритов частотно-селективного модуля, что требует дальнейшей проработки.

V. Обсуждение результатов

К обсуждению предлагаются научные результаты, представленные в данной работе.

VI. Выводы и заключение

Использование кольцевых резонаторов является одним из возможных решений для осуществления миниатюризации частотно-селективных СВЧ устройств. Предложенные решения по заземлению шлейфов кольцевого резонатора позволяют миниатюризировать подобные конструкции и обеспечивать более компактное распределение элементов на печатной плате.

Таким образом, возможными решениями заземления шлейфов кольцевого резонатора являются топологии, предложенные на рис. 2 (а) и рис. 2. (б). Топологию короткозамкнутого кольцевого резонатора рис. 2 (а) имеет смысл использовать при необходимости увеличения коэффициента ослабления на резонансной частоте. Топология рис. 2 (в) сглаживает характеристику передачи СВЧ мощности до удвоенной второй резонансной частоты и требует отдельного исследования для уточнения характера изменений частотных характеристик. Используя короткозамкнутые кольцевые резонаторы, образованные согласно рис. 2 (а), линейные габариты частотно-селективного модуля были уменьшены в два раза.

Таким образом, линейные размеры модуля на основе полуволнового кольцевого резонатора равны 78 мм длиной и 42 мм шириной; линейные размеры модуля на основе четвертьволнового кольцевого резонатора равны 26 мм длиной, шириной 16 мм с возможностью дальнейшего уменьшения.

Список литературы

1. Wenshan C. Optical Metamaterials Fundamentals and Applications // Springer Science & Business Media. 2009. 200 p.
2. Малышев И. В., Николаев Е. В. Способ создания полосно-заграждающих фильтрующих элементов на основе концентрических разрезных колец в полосковых линиях передач СВЧ и КВЧ диапазонов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: доклады 28-й Междунар. конф. 9-15 сентября 2018 г. Севастополь, Крым, Россия, 2018. С. 876–883.
3. Малышев И. В., Николаев Е. В. Расчёт полоскового двойного кольцевого резонатора для использования в составе фильтрующих СВЧ и КВЧ модулей // Радиотехника. 2019. Т. 83, № 3. С.79–83.

**ОБ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ
РАДИОФОТОННОГО АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА ИМПУЛЬСОВ**

**ABOUT OPTIMIZATION OF THE TIME CONSTANT STRUCTURE
OF A MICROVAWE PHOTONIC AMPLITUDE PULSE DETECTOR**

В. Е. Осипов

Омский государственный технический университет, Омск, Россия

V. E. Osipov

Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация – В настоящее время бурно развивается радиофотоника. В частности, в станциях предупреждения о радиолокационном облучении средствами радиофотоники реализуются такие функции как детектирование сигнала и его передача от антенного поста к центральному посту. В статье сравниваются коэффициенты передачи двух схем амплитудного детектора: первая выполнена по классической схеме на смесительно-детекторном диоде, работающем в квадратичном режиме; вторая схема реализована на радиофотонном тракте, выполняющем функцию амплитудного детектирования. Путем моделирования найдено, что вторая схема имеет коэффициент передачи 2.2, что на порядок больше, чем в первой схеме. И это при том, что в схему не входит усилитель. В статье показано, что получение такого большого коэффициента передачи возможно при оптимизации структуры постоянной времени интегрирующей цепи. Рассмотрены конструкторско-технологические решения, обеспечивающие оптимизацию структуры постоянной времени.

Ключевые слова – предупреждение о радиолокационном облучении, радиофотонный тракт, амплитудный детектор, коэффициент передачи, структура постоянной времени, паразитная емкость.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-152-161

I. Введение

Под радиофотонным амплитудным детектором мы будем понимать схему радиофотонного тракта (РФТ), описанную в публикациях [1, 2] и работающую в режиме амплитудного детектирования. Данная схема включает следующие компоненты (рис. 1): ИОС – источник оптического сигнала (лазер); ОВТ1, ОВТ2 – две части оптоволоконного тракта; ММЦ – модулятор Маха-Цендера; ФД – фотодетектор, включающий, в частности, фотодиод и интегрирующую цепь.

Одним из возможных применений данной схемы является работа в составе станции предупреждения о радиолокационном облучении. Элементы ИОС, ОВТ1 и ММЦ, находясь в районе антенного поста, формируют оптический сигнал, модулированный радиочастотным сигналом $U_{in}(t)$. Модулированный оптический сигнал передается через элемент ОВТ2 к цен-

тральному посту, где находится элемент ФД и внешние устройства (например, усилитель), которые получают сигнал $U_{out}(t)$ от РФТ.

Применение средств радиопhotоники для детектирования обусловлено рядом преимуществ. Так, известно, что волоконно-оптическая линия связи по сравнению с коаксиальной имеет, во-первых, меньшее затухание; во-вторых, лучшую защиту от шумов; в-третьих, лучшие массогабаритные характеристики. В настоящей работе будет показан один из способов увеличения коэффициента передачи детектора.

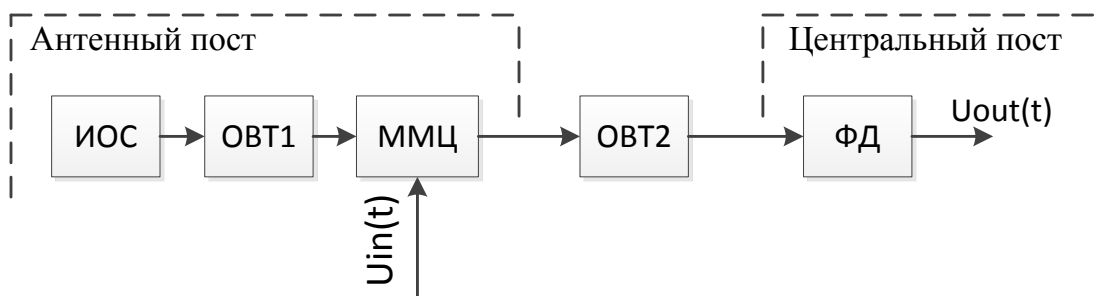


Рис. 1. Схема радиопhotонного тракта с функцией амплитудного детектора

В работе [1] названы два способа повышения чувствительности радиопhotонного детектора, рассмотренного в названной работе: 1) путем повышения оптической мощности на входе модулятора Маха-Цендера; 2) путем снижения полуволнового напряжения модулятора.

Следует отметить, что повышение допустимой оптической мощности на входе модулятора и снижение полуволнового напряжения – есть требования, содержащие противоречие с точки зрения создания модуляторов. В самом деле: снижение полуволнового напряжения возможно как за счет увеличения длины электродов, так и за счет уменьшения межэлектродного расстояния и, следовательно, площади поперечного сечения оптического волновода. Но уменьшение площади поперечного сечения волновода ведет к увеличению плотности потока световой энергии, которая имеет ограничение. Поэтому вне зависимости от этого нельзя еще и увеличивать мощность входного оптического сигнала. Иными словами, имеется лимит на варьирование этими двумя параметрами в пределах данного рода модулятора (определяющего принцип действия и материал волновода).

В настоящей работе обсуждается возможность увеличения коэффициента передачи радиопhotонного амплитудного детектора за счет оптимизации *структуры* постоянной времени интегрирующей цепи.

Под коэффициентом передачи мы будем понимать следующую величину:

$$K_U = \frac{U_{VI}}{U_{RI}}, \quad (1)$$

где U_{VI} – амплитуда напряжения видеоимпульса на выходе детектора; U_{RI} – амплитудное значение напряжения в прямоугольном радиоимпульсе на входе детектора.

Под *структурой постоянной времени* мы понимаем соотношение величин R и C , входящих в произведение $\tau = RC$. То есть то, какая «доля» постоянной времени отводится каждой из этих двух величин.

II. Постановка задачи

В настоящей работе делаются следующие три предположения.

1. Для цели увеличения коэффициента передачи напряжения радиofотонного тракта, работающего в режиме амплитудного детектирования, оптимальной структурой постоянной времени интегрирующей цепи является структура с минимально возможным значением величины C (суммарной емкости, включающей емкость фотодиода, емкость входа усилителя, на который нагружен детектор, емкость монтажа и т. д.) и с максимально возможным значением R , благодаря чему, по закону Ома, будем иметь максимально возможное падение напряжения на R .

2. Радиofотонный детектор с оптимизированной структурой постоянной времени может иметь больший коэффициент передачи, чем у классического детектора на смесительно-детекторном диоде.

3. Оптимизация структуры постоянной времени накладывает ограничения на перечень возможных конструкторских решений.

Далее, опираясь на результаты моделирования, мы, во-первых, продемонстрируем справедливость второго утверждения, во-вторых, проследим, как получился такой результат, и, в-третьих, рассмотрим конструкторские решения, связанные с оптимизацией структуры постоянной времени.

III. Средства, материалы и результаты моделирования

Детектор на смесительно-детекторном диоде. Рис. 2 показывает результат моделирования переходных процессов в детекторе на смесительно-детекторном диоде 3A138A-3, включенном по схеме на рис. 3, и работающем в квадратичном режиме. Рабочая точка: $I_{op} = 1.92$ мА, $U_{op} = 178.7$ мВ соответствует максимуму кривизны вольт-амперной характеристики [3]. Диод нагружен на сопротивление $R=50$ Ом и емкость $C=1.317$ нФ. Входным сигналом $U_{in}(t)$ является прямоугольный радиоимпульс с несущей 1 ГГц, амплитудным значением напряжения $U_{RI}=100$ мВ и длительностью $T=0.5$ мкс. Из рис. 2 видно, что амплитуда видеоимпульса равна $U_{VI}=21.4$ мВ. Подставляя числа в формулу (1), получаем

$$K_U = 21.4/100 = 0.214.$$

Моделирование переходных процессов осуществлялось в среде Matlab/Simulink версии R2017b с помощью программного модуля [4].

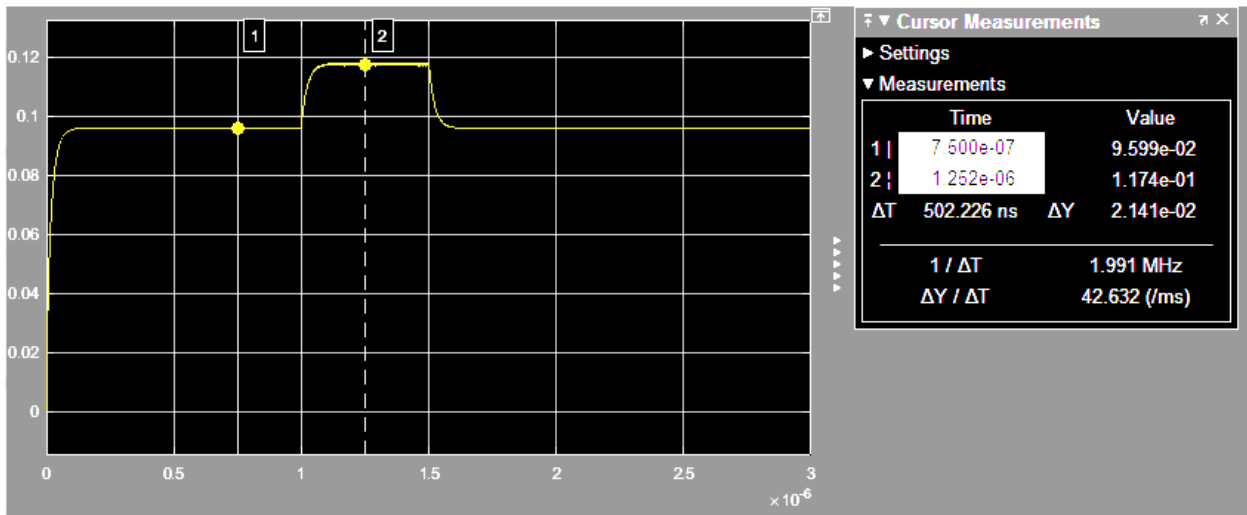


Рис. 2. Переходной процесс в детекторе на смесительно-детекторном диоде

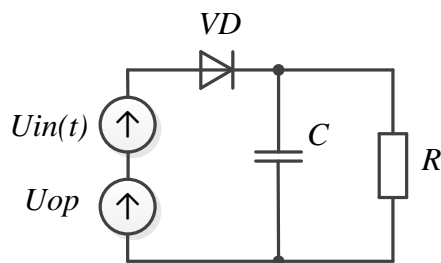


Рис. 3. Схема детектора на смесительно-детекторном диоде

Радиофотонный детектор с оптимизированной структурой постоянной времени. На рис. 4 показан видеоимпульс с выхода радиофотонного детектора, на вход которого подавался радиоимпульс с указанными выше параметрами.

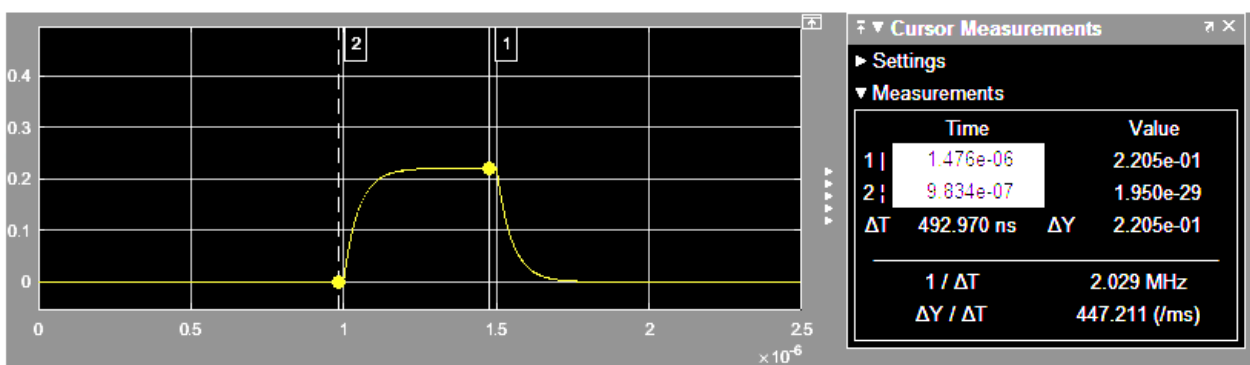


Рис. 4. Видеоимпульс на выходе радиофотонного детектора

Значение постоянной времени выбрано произвольно равным $\tau = RC = 0.1 \cdot T = 5 \cdot 10^{-8}$ с (не оптимизировано). Структура постоянной времени оптимизирована с учетом предположения о том, что минимальное значение емкости, которое можно достичь, $C = 2$ пФ. Отсюда $R = \tau / C = 25$ кОм. Из рисунка видно, что $U_{VI} = 220.5$ мВ. Отсюда получаем:

$$K_U = 220.5/100 = 2.205,$$

что на порядок больше, чем у детектора на смесительно-детекторном диоде.

Моделирование переходных процессов осуществлялось в той же среде с помощью программного модуля [5].

IV. Обсуждение результатов моделирования

Как известно [6, р. 149], работа модулятора Маха-Цендера описывается следующим уравнением:

$$P_{M,O} = \frac{T_{FF} \cdot P_I}{2} \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{\pi \cdot v_M}{V_\pi}\right) \right], \quad (2)$$

где $P_{M,O}$ – мощность оптического сигнала на выходе модулятора; T_{FF} – вносимые потери в оптическом тракте модулятора; P_I – мощность непрерывного оптического излучения на входе модулятора; v_M – напряжение на управляющих входах модулятора; V_π – полуволновое напряжение.

Повысив степень косинуса в формуле (2), получаем половинный угол в аргументе косинуса:

$$P_{M,O} = T_{FF} \cdot P_I \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{v_M}{V_\pi}\right). \quad (3)$$

Зависимость квадрата косинуса от величины $\frac{v_M}{V_\pi}$ представлена на рис. 5.

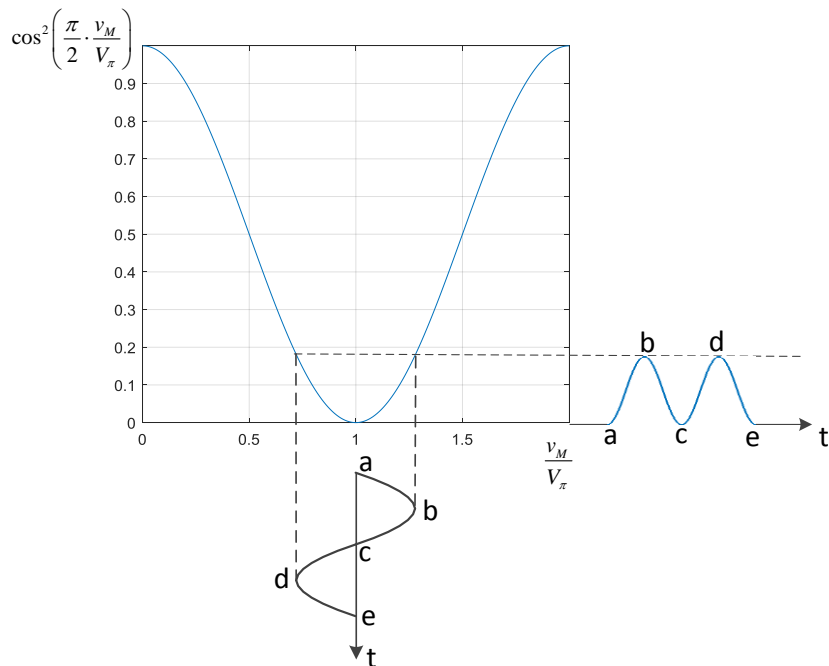


Рис. 5. К вычислению мощности оптического сигнала на выходе модулятора Маха-Цендера

Если подать на управляющие входы модулятора напряжение радиоимпульса $U_{in}(t)$ плюс постоянное смещение, равное полуволновому напряжению:

$$v_M = V_\pi + U_{in}(t), \quad (4)$$

то в течение одного периода несущего колебания (см. рис. 5, ось времени направлена в низ) имеем два периода колебания функции квадрата косинуса (ось времени направлена вправо).

Пренебрегая потерями в оптическом волокне, проводящем свет от модулятора до фотодиода, записываем формулу тока фотодиода:

$$I_D = S \cdot P_{M,O}, \quad (5)$$

где I_D – ток фотодиода, А; S – чувствительность фотодиода, А/Вт.

При бесконечно малой емкости в интегрирующей цепочке имеем напряжение на входе усилителя равное

$$U_d = I_D \cdot R, \quad (6)$$

$$R = \frac{R_d \cdot R_a}{R_d + R_a},$$

где U_d – напряжение на выходе детектора в отсутствии емкости; R_d , R_a , R – соответственно: сопротивление, включенное последовательно с фотодиодом, входное сопротивление усилителя и сопротивление их параллельного соединения.

С учетом формул (3) – (6) получаем:

$$\begin{aligned} U_d &= S \cdot T_{FF} \cdot P_I \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_\pi + U_{in}(t)}{V_\pi} \right) \cdot R = S \cdot T_{FF} \cdot P_I \cdot R \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_{in}(t)}{V_\pi} \right) = \\ &= S \cdot T_{FF} \cdot P_I \cdot R \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_{in}(t)}{V_\pi} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Для оценки правильности работы программного модуля [5] установим:

- пренебрежимо малое значение емкости интегрирующей цепочки (порядка 10^{-32} Ф);
- $R_a \gg R_d$ и, следовательно, $R \approx R_d$;
- подставим в (7) амплитудное значение напряжения радиоимпульса U_{RI} вместо $U_{in}(t)$.

В результате такой подстановки получим следующую формулу для расчета пикового значения пульсаций напряжения на выходе детектора в отсутствии емкости:

$$U_{d_{\max}} = S \cdot T_{FF} \cdot P_I \cdot R_d \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_{RI}}{V_\pi} \right). \quad (8)$$

В формулу (8) будем подставлять следующие численные значения параметров:

- $S=0.85$ А/Вт (чувствительность PIN фотодиода ДФД40 на длине волны $\lambda = 1.55$ мкм);
- $T_{FF} = 10^{-(3.5+4 \cdot 0.25) \cdot 0.5/10} = 0.3548$ (вносимые потери модулятора MXAN-LN-10 без учета потерь в коннекторах плюс потери в четырех оптических соединениях);
- $P_I = 0.1$ Вт (20 дБм – допустимая оптическая мощность на входе модулятора MXAN-LN-10);
- $V_{\pi} = 6.5$ В (полуволновое напряжение модулятора MXAN-LN-10);
- $U_{RI} = 0.1$ В (амплитудное значение несущей радиоимпульса);
- $Rd = 25$ кОм (сопротивление, включенное последовательно с фотодиодом. Рассчитано исходя из того, что мы сможем обеспечить минимальное значение суммарной емкости равное 2 пФ, и, как было сказано выше, исходя из принятого значения постоянной времени $\tau = RC = 0.1 \cdot T$).

Вычисления по формуле (8) дают $Ud_{max} = 0.4402$ В.

Расчет переходных процессов с помощью программного модуля [5] дает видеоимпульс, начало которого изображено на рис. 6. Из рисунка видны следующие два момента. Во-первых, вертикальная координата обоих курсоров, расположенных на пиках пульсаций, составляет $4.402 \cdot 10^{-1}$, что в точности совпадает со значением, рассчитанным по формуле (8). Во-вторых, расстояние между двумя курсорами по горизонтальной координате (период пульсаций) приблизительно равно 502 пс (соответствует частоте 2 ГГц – в два раза больше частоты несущей), что совпадает с моделью переходных процессов, представленной на рис. 5.

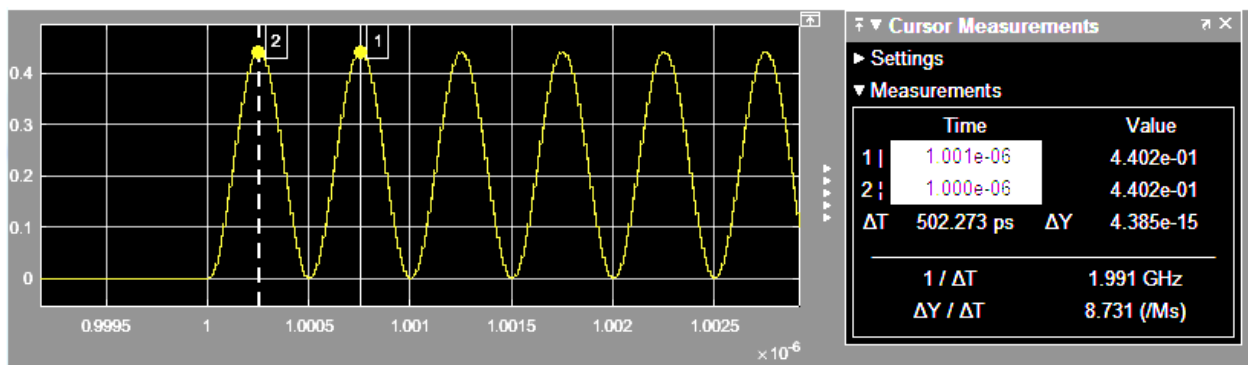


Рис. 6. Начало видеоимпульса на выходе радиофотонного детектора при отсутствии емкости в интегрирующей цепи

Поскольку пульсации, изображенные на рис. 6, имеют симметричную форму гармонических колебаний, постольку должно быть понятно, что если в интегрирующую цепь включить емкость, то через промежуток времени в несколько постоянных времени RC , прошедший с начала радиоимпульса, емкость в достаточной степени зарядится, и напряжение на ней будет незначительно колебаться в районе половины пикового значения, представленного на рис. 6 (если постоянная времени много больше периода несущей). Поделив Ud_{max} пополам, получаем:

$$\frac{0.4402}{2} = 0.2201 \approx 0.2205 = U_{VI}.$$

То есть мы получили результат весьма близкий к тому, что видим на рис. 4.

Таким образом, мы можем записать следующую формулу расчета коэффициента передачи радиотонного детектора, справедливую для устоявшегося режима (когда с начала импульса прошел промежуток времени равный нескольким постоянным времени):

$$K_U = \frac{U_{VI}}{U_{RI}} = \frac{Ud_{\max}}{2 \cdot U_{RI}} = \frac{S \cdot T_{FF} \cdot P_I \cdot R_d}{2 \cdot U_{RI}} \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_{RI}}{V_{\pi}} \right). \quad (9)$$

Таким образом, у радиотонного детектора с оптимизированной структурой постоянной времени коэффициент передачи получился больше единицы без использования усилителя, и на порядок больше, чем у детектора на смесительно-детекторном диоде. У детектора на рис. 3 коэффициент передачи будет всегда меньше единицы.

Если структуру постоянной времени радиотонного детектора не оптимизировать, а нагрузить фотодиод на сопротивление $R=50$ Ом (при $C=1$ нФ), то по формуле (9) мы получим $K_U=0.0044$, что почти в 49 раз меньше коэффициента передачи детектора на смесительно-детекторном диоде.

V. Конструкторские решения, обеспечивающие оптимизацию структуры постоянной времени

Оптимизация структуры постоянной времени, предполагающая максимизацию R и минимизацию C , влечет за собой следующие решения.

1. Фотодиод не должен соединяться с последующими устройствами обработки сигнала с помощью стандартных 50-омных коаксиальных линий, и эти последующие устройства должны иметь большое входное сопротивление. Это требование обусловлено тем, что фотодиод нам нужно нагружать на высокоомное сопротивление Rd , а низкоомная линия связи окажет шунтирующее действие.

2. Из отказа от регулярной линии на выходе фотодиода при высоких частотах вытекает необходимость уменьшения длины линии связи между фотодиодом и последующими устройствами таким образом, чтобы эта длина была много меньше длины волны.

3. Минимизации емкости возможна при следующем наборе мероприятий: а) отказе от конденсатора в интегрирующей цепи, б) снижении оставшейся паразитной емкости путем уменьшения размеров компонентов и линий связи, в) выборе типа компонентов (например, технологии получения резисторов) с минимальной паразитной емкостью.

Будет ли усилитель внешним по отношению к фотодетектору устройством (рис. 7а), либо внутренним (рис. 7б), в любом случае провод, к которому присоединен анод фотодиода, должен иметь минимальную длину.

Сопротивление Rd и паразитная емкость $C_{ПАР}$ (см. рис. 7) выполняют функцию интегрирующей цепи.

Паразитная емкость складывается из емкости фотодиода, емкости резистора Rd , емкости входа усилителя и емкости провода, соединяющего вход усилителя и анод фотодиода.

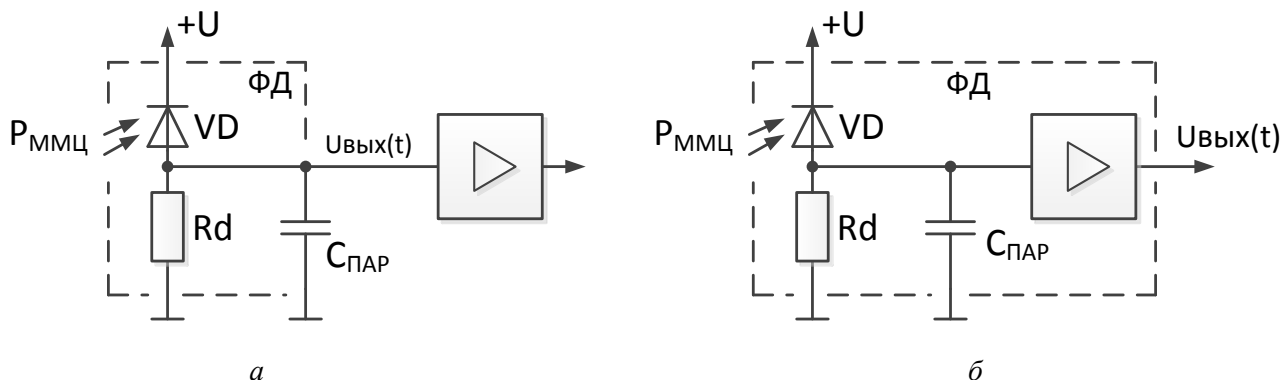


Рис. 7. Схемная реализация фотодетектора:
 а – с внешним усилителем, б – с внутренним усилителем

Резистор Rd не следует выполнять по полупроводниковой технологии, поскольку удельная емкость таких резисторов находится в пределах от 80 пФ/мм^2 до 1500 пФ/мм^2 [7, с. 18]. В нашем случае больше подходят SMD-резисторы, паразитная емкость которых находится в пределах от 0.01 пФ до 0.08 пФ [8, с. 25]. Поэтому технология сборки может быть, например, гибридной или совмещенной.

Если ориентироваться на проектные нормы, по которым выполнен операционный усилитель AD8132 (Analog Devices), имеющий входную емкость 1 пФ , то с учетом емкости фотодиода ДФД40 равной 0.18 пФ [9, С. 244–245] и малых значений емкостей SMD-резисторов, мы и приняли указанное выше значение $C_{ПАР}=2 \text{ пФ}$.

VI. Выводы и заключение

В рабочем диапазоне частот модулятора Маха-Цендера и при оптимизации структуры постоянной времени радиофотонный амплитудный детектор импульсов может иметь на порядок больший коэффициент передачи, чем у детектора на смесительно-детекторном диоде.

Оптимальная структура постоянной времени означает, что при заданном значении постоянной времени $\tau = RC$ емкость C имеет минимально возможное значение, а сопротивление R – максимально возможное.

Оптимизация структуры постоянной времени радиофотонного детектора предполагает ряд конструкторско-технологических решений: 1) исключение конденсатора из интегрирующей цепи детектора; 2) минимизация паразитной емкости в интегрирующей цепи, включая входную емкость устройства, на которое нагружена интегрирующая цепь; 3) высокоомный

вход в устройстве, которое непосредственно соединено с интегрирующей цепью детектора; 4) такая минимизация длины провода, соединяющего фотодиод со входом последующего устройства обработки сигнала, при которой исключается стандартная длинная линия (50-омная), требующая соответствующего согласования сопротивлений.

Список литературы

1. Белоусов А. А., Вольхин Ю. Н., Дубровская А. А. Обзор и исследование возможных вариантов реализации сверхширокополосных детекторов, смесителей и других аналоговых процессоров диапазона СВЧ с использованием методов и средств радиофотоники // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: матер. V Юбилейной общерос. науч.-техн. конф. ОАО «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение», ОАО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омский государственный технический университет, Омск : ОмГТУ, 2014. С. 37–60.

2. Гамиловская А. В., Белоусов А. А., Тихонов Е. В., Дубровская А. А., Вольхин Ю. Н. Обзор и исследование возможности вариантов реализации сверхширокополосных аналоговых процессоров диапазона СВЧ с использованием методов и средств радиофотоники // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. 2015. Вып. 5 (239). С. 4–11.

3. Осипов В. Е. Calculation of the operating point of the diode, which works in quadratic mode // Актуальные вопросы современности глазами молодых исследователей: сб. матер. IV Междунар. науч.-практ. конф., Омск, 25-26 апр. 2019 г., Омск : СиБАДИ, 2019.

4. Осипов В. Е. Переходные процессы в квадратичном амплитудном детекторе: свидетельство о регистрации программного модуля № 24301 от 06.11.2019. М. :ОФЭРНиО. 2019.

5. Осипов В. Е. Переходные процессы в квадратичном амплитудном радиофотонном детекторе: свидетельство о регистрации программного модуля №24419 от 20.12.2019. М. : ОФЭРНиО. 2019.

6. Iezekiel S. Microwave photonics: devices and applications // John Wiley & Sons, Ltd, 2009. 342 p.

7. Шелохвостов В. П., Чернышов В. Н. Проектирование интегральных микросхем: учеб. пособие. 2-е изд. Тамбов : Тамб. гос. техн. ун-та, 2008. 208 с.

8. Бранс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 238 с.

9. Бараночников М. Л. Приемники и детекторы излучений: справочник. Электронная версия. В 3 ч. Ч. 2. Приемники оптического излучения. М., 2017. 566 с.

**ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО МОДЕРНИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ
И ИНФОРМАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ
ОТ ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ РАЗВЕДКИ В БК ПУ ПВО ТЗ**

**PROPOSALS FOR IMPROVEMENT OF PROCESSING ALGORITHMS
AND AN INFORMATION MODEL FOR DISPLAYING INFORMATION
FROM PASSIVE INTELLIGENCE TOOLS IN THE AIR DEFENSE TACTICAL SUBSYSTEM**

Н. И. Пальгин, А. В. Аравин, Е. В. Гришаев, И. П. Филюшкин

АО «НПП «Рубин», Пенза, Россия

N. I. Palgin, A. V. Aravin, E. V. Grishaev, I. P. Filyshkin

Research and Production Enterprise «Rubin», Penza, Russia

Аннотация – В статье рассматриваются вопросы модернизации алгоритмов обработки и информационной модели отображения информации от пассивных средств разведки в батарейных командных пунктах управления ПВО тактического звена. Для уменьшения вероятности пропуска цели в сложной динамической обстановке и уменьшения времени принятия решения по цели необходимо пересмотреть подходы к алгоритмам обработки и отображения информации от пассивных средств разведки.

Ключевые слова – радиотехническая разведка, пункт управления, алгоритм обработки, информационная модель, отображение.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-162-170

I. Введение

Локальные военные конфликты показывают, что для борьбы со средствами воздушного нападения (СВН) противника необходимо совершенствование не только активных средств разведки, таких как РЛС, но и совершенствование пассивных средств разведки – радиотехнических (РТР), оптико-электронных (ОЭС) [1, 2, 3].

При этом развитие пассивных средств разведки (ПСР) должно сопровождаться совершенствованием алгоритмов обработки и изменением подхода к формированию информационных моделей отображения информации от ПСР.

В единой системе управления тактического звена "Созвездие" уже создана подсистема управления войсками ПВО "Барнаул-Т", в состав которой входит модуль планирования МП-Д (изделие 9С931-3). В качестве средства пассивного обнаружения воздушных объектов в МП-Д применяется станция радиотехнической разведки (СРТР) Л-150-32М (рис. 1).

СРТР предназначена для обнаружения излучений радиоэлектронных средств воздушных объектов, определения их характеристик (радиотехнических параметров) и выдачи информации об источниках радиоизлучений в бортовой вычислительный комплекс МП-Д.



Рис. 1. Модуль планирования МП-Д

Модель отображения рабочего окна оператора представлена на рис. 2.

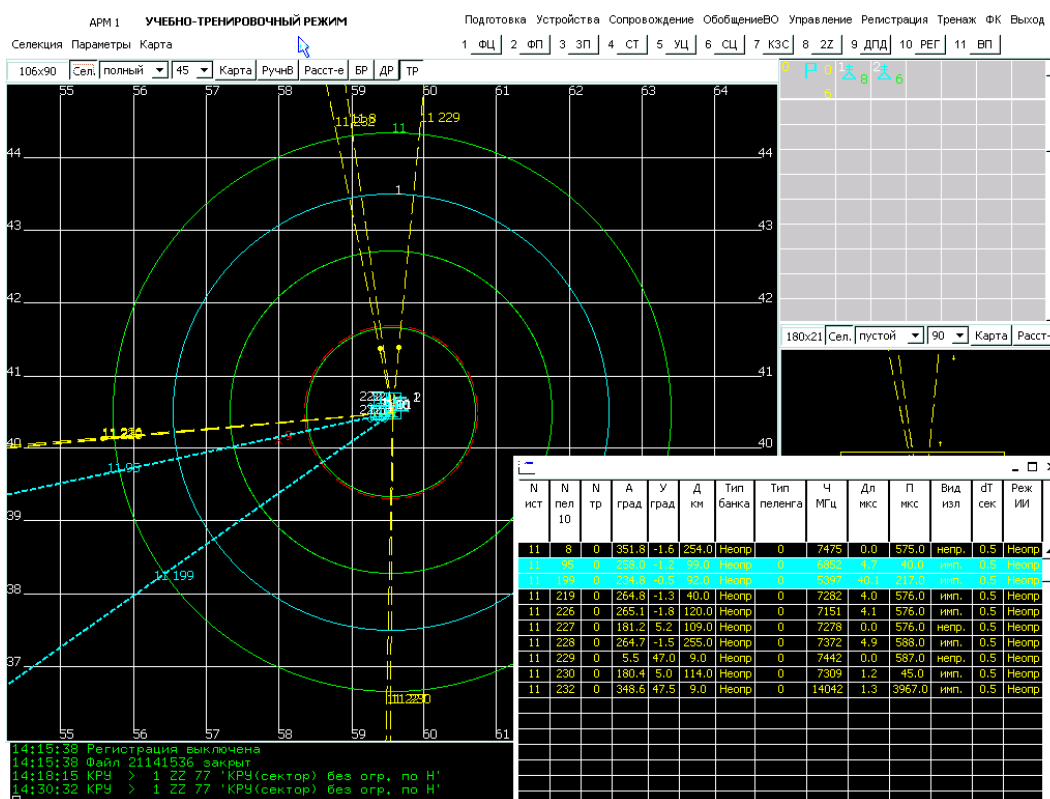


Рис. 2. Рабочее окно оператора

В данной модели информация от ПСР отображается в виде векторов (пеленгов), распределённых в азимутальной плоскости, начало которых находится в точке стояния изделия. Основная информация по целям (сферические координаты, радиочастотные характеристики и тип пеленга), обнаруженным ПСР, выводится в таблице «Характеристики пеленгов» (рис. 2).

II. Постановка задачи

Опытно-боевая эксплуатация показывает, что существующий вариант отображения пеленгов приводит лишь к дополнительной информационной перегрузке рабочего пространства вокруг точки стояния, мешая оператору анализировать обстановку и управлять огневыми средствами. В тоже время автомат бортового вычислительного комплекса не решает задачи помощи оператору по автоматическому обнаружению или выделению наиболее опасных целей. Это можно объяснить тем, что на момент разработки подсистемы управления войсками ПВО "Барнаул-Т" отсутствовали специализированные ЭВМ достаточной мощности, а так же не было четкого представления о реальных характеристиках и возможностях ПСР.

На сегодняшний день эксплуатация изделий показывает, что есть необходимость пересмотреть концепцию обработки и отображения информации от ПСР и возложить на бортовую ЭВМ значительную часть этих процессов, тем более что современные специализированные ЭВМ в полной мере позволяют это сделать.

III. Теория

Особенности обнаружения СРТР Л-150-32М источников радиоизлучения средств воздушного нападения (СВН) вероятного противника:

- темп обзора зоны вкруговую во всём диапазоне частот более 20 с;

- РЛС СВН будет обнаружена на максимальной дальности при совпадении условий:

- а) РЛС излучает, и главный лепесток диаграммы направленности антенны (ДНА) направлен на СРТР;

- б) СРТР в этот же момент времени ведёт разведку гранью, в пределах сектора работы которой находится излучающая РЛС СВН, и в частотном диапазоне данной РЛС;

- по боковым лепесткам ДНА дальность обнаружения РЛС СВН будет в 5-20 раз меньше максимальной дальности обнаружения по главному лепестку ДНА (при уровне боковых лепестков ДНА РЛС в пределах минус 14-25 дБ соответственно);

- обнаружение РЛС СВН по главному лепестку в режиме обзора может происходить эпизодически и не регулярно при выполнении условий а) и б);

- обнаружение РЛС СВН по главному лепестку в режиме наведения или управления оружием может происходить регулярно, если объектом удара СВН является МП-Д или близко расположенный другой объект;

- при выполнении условий обнаружения по боковым лепесткам ДНА РЛС СВН обнаружение будет происходить регулярно, но на небольших дальностях.

Анализ инструкции по применению СРТР в МП-Д с учётом особенностей обнаружения показывает необходимость решения в бортовом вычислительном комплексе (БВК) следующих проблемных вопросов:

1. Для обеспечения максимального темпа обзора СРТР и упрощения процедур управления необходима коррекция интерфейса диалогового окна управления режимами работы СРТР в части:

- выбора граней, с помощью которых необходимо вести разведку:

- исходя из поставленной задачи по сектору ответственности до 90° (от 90° до 180°, от 180° до 270° или от 0° до 360°) необходимо выбрать минимально необходимое количество граней (1, 2, 3 или 4 соответственно), с помощью которых будет вестись разведка;

- в интересах минимизации количества используемых граней и выбора используемых граней с учётом их исправности возможна установка изделия 9С931-3 на дирекционный угол, обеспечивающей установку выбранной грани (граней) на биссектрису сектора ответственности;

- выбора типов сигналов (импульсные, непрерывные), по которым необходимо вести разведку;

- выбора минимально необходимого диапазона частот, в котором необходимо вести разведку;

- функции блокировки на выдачу информации с СРТР на БВК необходимо с СРТР снять. При необходимости снимать с отображения ту или иную информацию от СРТР, это решать в БВК. При этом в БВК будет объективная информация о количестве обнаруженных (сопровождаемых) целей и можно оценить степень загроуженности СРТР.

2. Необходима корректировка протокола информационного взаимодействия в части:

- состава информации, выдаваемой с СРТР на БВК. Должны обеспечиваться требования к информации, необходимые для работы алгоритмов отождествления и выявления степени опасности целей (их важности);

- развединформация от СРТР на БВК по обнаруженным ИРИ должна выдаваться без задержки, т.е. **по принципу "обнаружил - выдал"**;

- повторная выдача информации, если не было её обновления, не целесообразна;

- состава команд управления режимами работы, с учётом п. 1;

3. Необходима синхронизация по времени (привязка к системе единого времени) информации от СРТР и радиолокационной информации (РЛИ) от РЛС перед выполнением операций отождествления информации в БВК.

4. Необходима корректировка информационной модели в части отображения информации от СРТР:

- существующий вариант отображения пеленгов в виде лучей, исходящих из точки стояния МП-Д, приводит лишь к дополнительной информационной перегрузке пространства вокруг точки стояния, мешая процессам анализа обстановки и управления огневыми средствами;

- процесс отождествления информации от СРТР и РЛИ от РЛС должен происходить автоматически в БВК, а на отображение должна выдаваться информация после выполнения процедур отождествления;

- в случае отождествления в формуляре цели необходимо уточнить обобщённый тип цели и ввести, например, признак опасности (важности) цели с учётом режима работы РЛС СВН. При уточнении типа цели необходимо установить соответствия между типами цели, выдаваемые СРТР и РЛС или выработать перечень обобщённых типов целей, единый для всей подсистемы ПВО "Барнаул-Т" и скорректировать с учётом него информацию по типам целей, выдаваемым средствами разведки;

- в случае отсутствия отождествления отобразить, например, значок (формуляр) наличия пеленга на ИРИ на периферии (условной дальности) окна ДНВО с указанием обобщённого типа носителя и режима работы РЛС. При регулярном поступлении данных от СРТР по пеленгу на ИРИ (сопровождение) его формуляр светится ярко или мерцает. В случае отсутствия информации по пеленгу в течение 3-х периодов обзора формуляр подсвечивается в течение 3-5 мин. в фоновом режиме (или другим цветом) с указанием времени, прошедшего с последнего обновления и затем снимается с отображения;

5. При наличии информации о пеленгах от соседних (взаимодействующих) МП-Д возникает необходимость определения координат ИРИ на основе решения триангуляционных задач, при этом:

- прежде всего необходимо производить отождествление пеленгов от различных МП-Д по обобщённым типам носителей, режимам работы РЛС, параметрам ИРИ и времени пеленгации;

- вероятность их правильного отождествления, учитывая особенности работы ИРИ СВН, обнаружения их СРТР и пространственного разноса МП-Д, мала;

- по отождествлённым пеленгам решается триангуляционная задача, определяются координаты ИРИ и отображается местоположение ИРИ с соответствующим формуляром;

- вероятность сопровождения трасс целей по результатам решения триангуляционных задач, учитывая особенности работы ИРИ СВН, обнаружения их СРТР и пространственного разноса МП-Д, также ничтожно мала.

Совершенствование алгоритмов обработки развединформации в батарейном командном пункте (БКП) предполагает в первую очередь повышение качества комплексирования информации от различных источников. Комплексирование развединформации от различных средств разведки компенсирует их отдельные недостатки и позволяет создать систему разведки воздушных целей, обеспечивающую достаточную скрытность ведения разведки, полноту и устойчивость информации о воздушной обстановке.

IV. Обсуждение результатов

Основными источниками развединформации в БКП являются собственные средства (это могут быть РЛС, СРТР, ОЭС), а информация от внешних источников их дополняет по результатам отождествления. При этом обновление информации по результатам отождествления должно производиться по информации источника, обладающего наивысшей точностью измерения координат (имеющего высший приоритет). Это в первую очередь касается информации от станций обнаружения целей боевых машин (СОЦ БМ).

Процесс отождествления развединформации в БКП должен производиться поэтапно:

1 этап – отождествление радиолокационной информации от собственных (РЛС и СОЦ подчинённых БМ) и внешних источников;

2 этап – отождествление информации от пассивных средств разведки и решение триангуляционных задач [4, 5];

3 этап – отождествление информации от активных и пассивных средств разведки. Окончательная классификация сопровождаемых целей по степени опасности (важности).

Процессы отождествления развединформации от пассивных средств разведки (ПСР) предлагается производить в соответствии с алгоритмом (рис. 3):

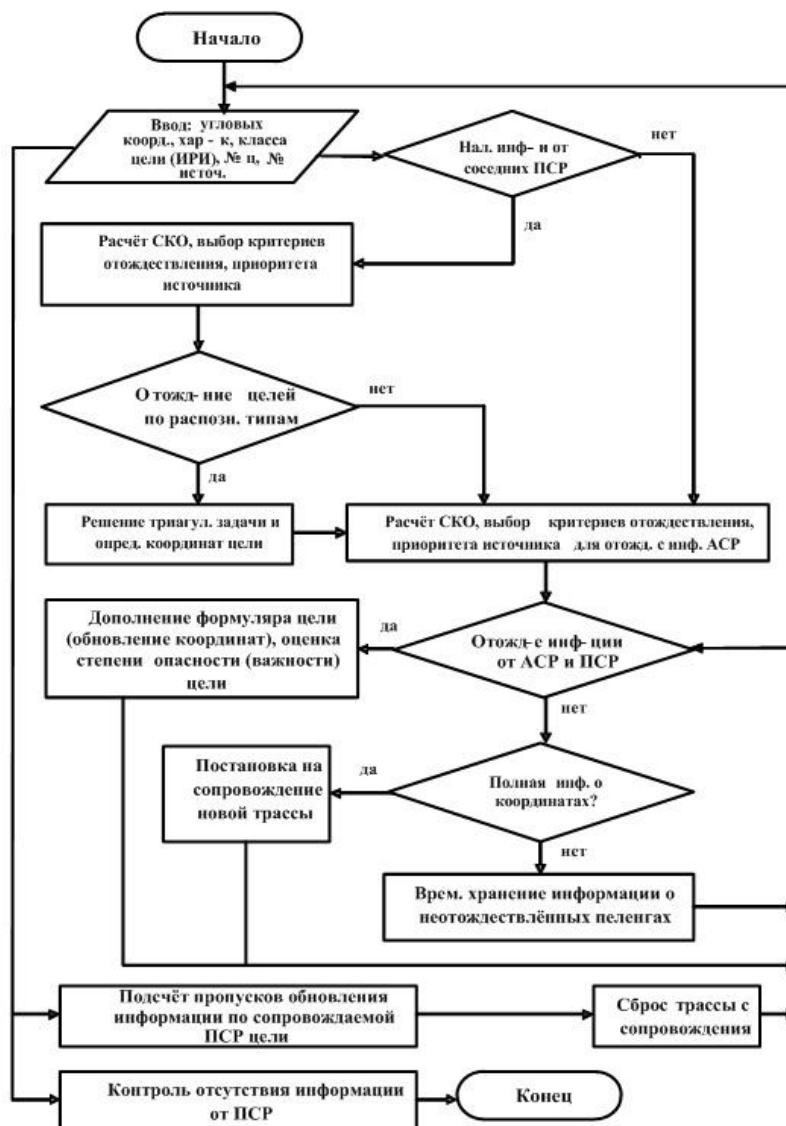


Рис. 3. Алгоритм отождествления развединформации от пассивных средств разведки

1) получение (ввод) информации от источника: угловые координаты (дальность при наличии) характеристики, класс цели (ИРИ), № цели, № источника;

2) при наличии информации от соседних ПСР (взаимодействующие БК ПУ, информация о пеленгах с внешних РЛС) поступившая информация передаётся на отождествление. При этом информация от собственной СРТР может отождествляться как с информацией от соседних СРТР, так и с информацией о пеленгах с внешних РЛС. Информация от собственной ОЭС может отождествляться только с информацией ОЭС взаимодействующих БК ПУ;

3) основным критерием отождествления может быть тип ИРИ и (или) класс распознанной цели. По нераспознанным СРТР целям возможно отождествление по параметрам ИРИ (тип излучения, частота, параметры модулированных сигналов). В этом случае производится оценка СКО измеренных параметров;

4) информация по отождествлённым целям передаётся на решение триангуляционной задачи. По результатам положительного решения данной задачи определяются полные координаты цели. При решении триангуляционной задачи необходимо вводить ограничения по зоне возможных пересечений пеленгов. Полные координаты цели (при положительном решении) и пеленги (при отрицательном решении) передаются на блок подготовки данных пассивных средств разведки (ПСР) для отождествления с информацией активных средств разведки (АСР);

5) на блок подготовки данных поступает информация от ПСР и в случаях отсутствия информации от соседних ПСР, а также информация, не прошедшая отождествление по распознанным типам;

6) в блоке подготовки производится выбор критериев отождествления. Так, информация с полными координатами цели (по результатам решения триангуляционной задачи и с ОЭС с измеренной дальностью) должна отождествляться по координатам аналогично информации от АСР. Информация о целях, имеющих только угловые координаты, должна отождествляться только по данным координатам. При этом необходимо вводить ограничения по зоне возможного отождествления, учитывая возможности ПСР по зоне возможного обнаружения. СКО измерения координат берутся из формуляра источника или протокола ОИТВ с ним;

7) в случае отождествления информации ПСР с информацией от АСР производится дополнение формуляра сопровождаемой цели информацией классификации от ПСР. Логическая обработка полной информации по цели (координаты, курс, скорость, параметр, класс, тип ИРИ и др.) позволяет классифицировать цели по степени опасности (важности) в интересах оптимизации целераспределения;

8) информация ПСР, не прошедшая отождествления с информацией АСР, направляется для дальнейшего анализа на предмет полноты. Если информация от ПСР полная (есть угловые координаты и дальность), то она используется для постановки на сопровождение новой трассы. Если информация по целям неполная, то она направляется в блок временного хранения информации о не отождествлённых пеленгах. Время хранения может изменяться оператором. Оператор также может вызывать информацию о не отождествлённых пеленгах на отображение в виде таблицы;

9) по целям, сопровождаемым по данным ПСР, должен вестись учёт пропусков обновления информации (времени не обновления). При превышении данного параметра установленный порог производится сброс трассы с сопровождения;

10) при отсутствии информации от ПСР данный алгоритм отключается.

С учётом вышеизложенного предлагается следующая информационная модель (рис. 4).

В предлагаемой модели по периметру рабочего окна оператора отображается информации от ПСР в виде точек разного цвета с порядковыми номерами.

Наиболее опасные цели дополнительно выделяются в квадрат и соединяются с точкой стояния «мигающим» вектором. Для просмотра подробной информации о цели обнаруженной ПСР предлагается ввести дополнительные индикаторы: индикатор азимут-угол места, азимут-дальность, частота-дальность (рис. 5).

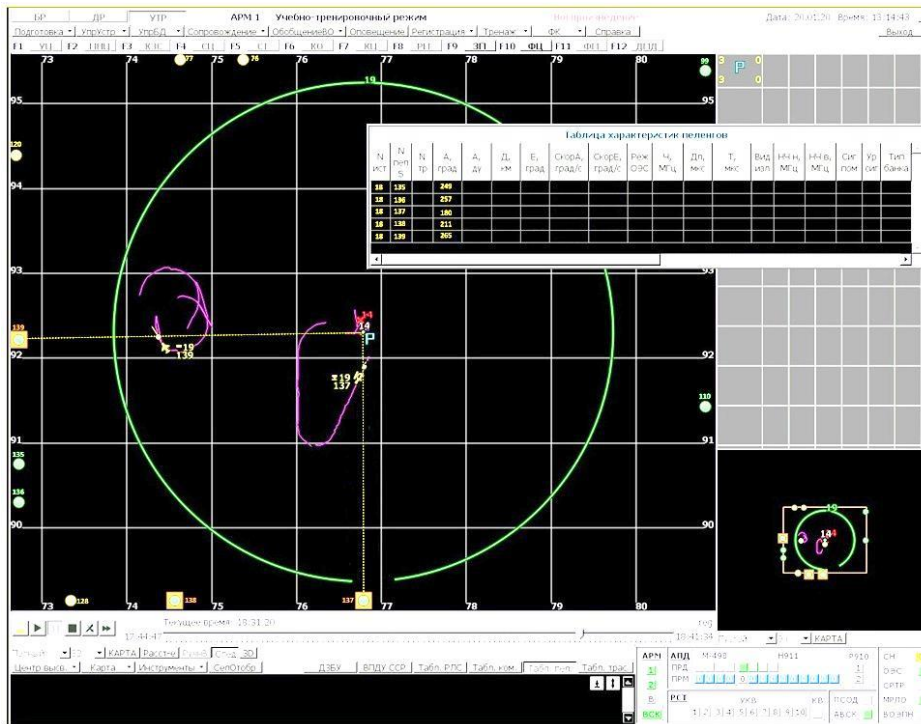


Рис. 4. Модель отображения информации от ПСР

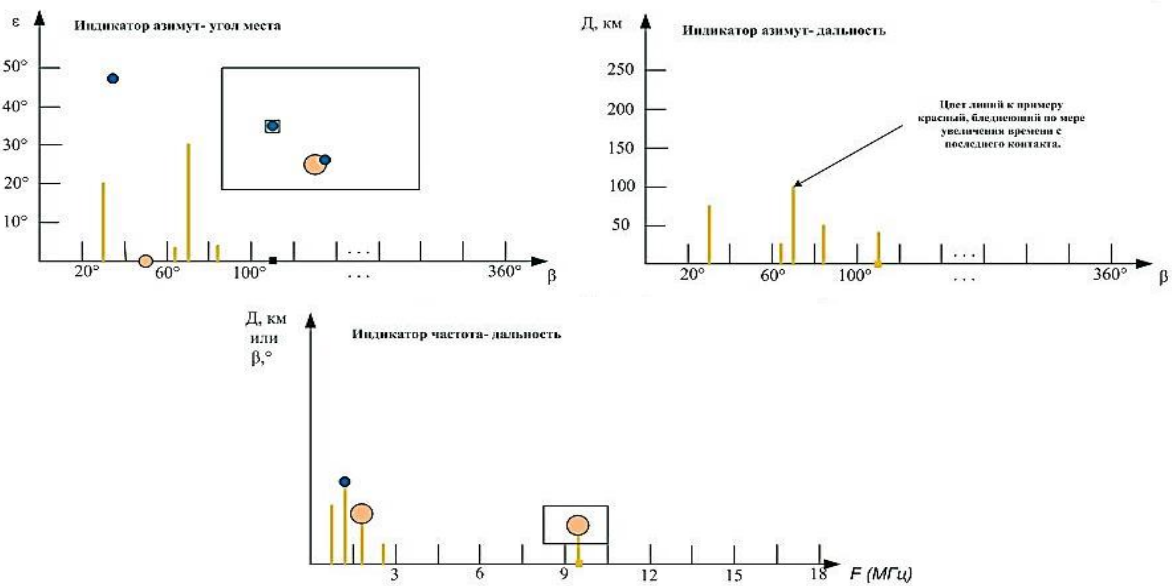


Рис. 5. Дополнительные индикаторы

V. Выводы и заключение

Совершенствование алгоритмов обработки и информационных моделей отображения информации от ПСР позволят в полной мере решить задачу повышения качества комплексирования развединформации, повысить эффективность, достоверность и устойчивость информации о воздушных объектах, сократить время принятия решения по цели, тем самым уменьшить вероятность пропуска цели в сложной динамической обстановке.

Список литературы

1. Аравин А. В., Зябиров Э. В., Садовом, С. В., Филюшкин И. П. Совершенствование разведывательно-информационного обеспечения подсистемы управления ПВО Сухопутных войск // Вопросы радиоэлектроники. Серия СОИУ. 2015. Вып. 2. С. 66–75.
2. Аравин А. В. Построение оптико-электронных систем сопровождения и распознавания воздушных целей // Тенденции и перспективы развития современного научного знания: докл. X Междунар. науч.-практ. конф. М. : Спецкнига, 2014. С. 35–42.
3. Котов О. А., Майоров В. В., Тихонравов Д. Ю. Анализ современного состояния и дальнейшего развития противовоздушной обороны войск и объектов // Вестник войсковой ПВО СВ. 2013. № 9.
4. Аравин А. В., Зябиров Э. В., Михайлов С. В., Филюшкин И. П. Выбор вида и параметров стробов при отождествлении координатной информации от средств обнаружения воздушных целей в КСА батарейного командного пункта // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2018. № 4. С. 88–95.
5. Аравин А. В., Безяев В. С., Михайлов С. В., Филюшкин И. П. Совершенствование обработки развединформации от средств разведки в КСА КП (ПУ) ПВО ТЗ // Проблемные вопросы создания, развития и применения систем разведки и контроля воздушного пространства и организации его использования авиацией Вооруженных Сил Российской Федерации и пути их решения: докл. военно-науч. конф. Научно-исследовательский центр Центрального научно-исследовательского института ВВС Минобороны России, Санкт-Петербург, 2017. С. 54–57.

УДК 623.765.3

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ СРТР В ПОДСИСТЕМЕ ПВО ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА

PROBLEMATIC ISSUES OF APPLICATION OF RADIOTECHNICAL INTELLIGENCE SYSTEMS IN THE AIR DEFENSE SUBSYSTEM

Н.И. Пальгин, Н.С. Трякин, Е.В. Гришаев, И.П. Филюшкин

АО «НПП «Рубин», Пенза, Россия

N.I.Palgin, N.S. Tryakin, E.V.Grishaev, I.P. Filyshkin

Research and Production Enterprise «Rubin», Penza, Russia

Аннотация – В статье рассматриваются вопросы применения систем радиотехнической разведки (СРТР) в подсистеме управления ПВО тактического звена. Радиотехническая разведка обеспечивает обнаружение целей в любое время суток, устойчива к изменению метеосло-

вий, но имеет недостаточную для целераспределения полноту и точность, обнаруживает только радиоизлучающие цели и не решает задачу опознавания обнаруженных целей. Информация от СРТР на пунктах управления ПВО тактического звена может использоваться для решения задач окончательного распознавания типов целей с учётом информации отождествления, классификации целей по важности и степени опасности, сопровождение целей на участках трасс, где может отсутствовать информация от РЛС, наращивания возможностей по разведке целей вне зон обнаружения РЛС.

Ключевые слова – радиотехническая разведка, пункт управления, радиоизлучающие цели, полнота и точность информации, помеховая обстановка, распознавание, отождествление.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-170-177

I. Введение

Основу системы разведки воздушного противника в ПВО ТЗ составляет радиолокационная разведка. В частности, на пункты управления МП (МП-Д), МРУ-Б (МРУ-Д) может поступать радиолокационная информация от аналоговых (Небо, П-18, П-19, Каста) и цифровых (Каста-2, Небо СВ, Небо СВМ, Гамма, Купол, Гармонь, ВК РЛД, НПУ ВК) РЛС (рис.1). Активная радиолокационная разведка обеспечивает обнаружение целей с необходимой точностью и дальностью в любых погодных условиях и в любое время суток, но легко обнаруживается станциями радиотехнической разведки (СРТР) противника.



Рис.1. Объекты, сопрягаемые с КП ПУ системы управления ПВО ТЗ

Современные военные конфликты характеризуются активным ведением радиоэлектронного и огневого подавления информационных средств, в первую очередь радиолокационных средств, обеспечивающих боевые действия зенитных ракетных комплексов.

Альтернативными средствами, способными функционировать в этих условиях, по обеспечению информацией о радиоизлучающих воздушных объектах, являются СРТР, осуществляющие на базе широкодиапазонных высокочувствительных приёмников обнаружение радиосигналов, скрытное определение направления на источник радиоизлучения, его распознавание на основе измеренных параметров принимаемого сигнала и на этой основе идентификацию его носителя [1], [2], [3].

II. Постановка задачи

Радиотехническая разведка обеспечивает обнаружение в любое время суток, устойчива к изменению метеоусловий, но имеет недостаточную для целераспределения полноту и точность, обнаруживает только радиоизлучающие цели и не решает задачу опознавания обнаруженных целей.

С помощью средств радиотехнической разведки (СРТР) в интересах ПВО ТЗ необходимо решать следующие задачи [4]:

- определение несущей частоты источника радиоизлучений (ИРИ);
- измерение угловых координат (направлений) ИРИ;
- распознавание образа разведываемого радиоэлектронного устройства (тип ИРИ и его режимы работы);
- измерение (оценка) параметров разведываемых ИРИ (частота повторения, тип и структура сигналов, длительность импульсов, поляризация, вид модуляции и т. д.);
- оценка помеховой обстановки в диапазонах работы активных средств;
- запись данных разведки в запоминающем устройстве для последующего анализа.

Комплексирование развединформации от РЛС и СРТР компенсирует их отдельные недостатки и позволяет создать систему разведки воздушных целей, обеспечивающую определённую скрытность ведения разведки, полноту и устойчивость информации о воздушной обстановке.

Использование информации от СРТР на пункте управления (ПУ) ТЗ позволит [5], [6], [7]:

- определить класс ИРИ и пеленги на данный источник;
- классифицировать сопровождаемые по радиолокационной информации (РЛИ) цели по степени опасности на основе результатов отождествления пеленгов от СРТР и РЛИ от РЛС, с учётом информации по типам и режимам работы включённых ИРИ;
- оценивать помеховую обстановку (по активным помехам) в диапазонах работы активных средств разведки. Данная информация необходима для решения задач управления активными средствами разведки в сложной помеховой обстановке;
- решать триангуляционную задачу по определению полных координат ИРИ, при условии наличия информации от СРТР взаимодействующего ПУ по целям, распознанным как однотипные ИРИ.

Таким образом, информация от СРТР на ПУ ТЗ может использоваться для решения задач:

- окончательное распознавание типов целей с учётом информации отождествления;
- классификация целей по важности и степени опасности;

- сопровождение целей на участках трасс, где может отсутствовать информация от РЛС;
- наращивания возможностей по разведке целей вне зон обнаружения РЛС.

При ведении разведки необходимо учитывать особенности работы ИРИ средств воздушного нападения (СВН), влияющих на их обнаружение СРТР:

- максимальная дальность обнаружения ИРИ обеспечивается в случае, когда диаграмма направленности антенны (ДНА) ИРИ главным лепестком направлена на СРТР;
- основными ИРИ СВН, которые необходимо обнаружить, являются РЛС (обзора, наведения, управления оружием или многофункциональная) и каналы обмена информацией ДПЛА;
- РЛС СВН включаются непосредственно при подходе к рубежу выполнения задач сначала в режиме обзора, затем в режимах наведения или управления оружием;
- параметры излучаемых сигналов ИРИ при изменении режимов работы РЛС также существенно изменяются;
- время работы РЛС на излучение в различных режимах минимальное (секунды);
- РЛС в режиме обзора земной поверхности осуществляет сканирование (периодический обзор) главным лепестком ДНА в районе намеченной цели;
- в режимах наведения или управления оружием главный лепесток ДНА РЛС направлен на уничтожаемую цель.

III. Теория

В состав подсистемы ПВО «Барнаул-Т» (разработчик и изготовитель АО «НПП «Рубин») входит модуль планирования МП-Д (рис. 2) со станцией радиотехнической разведки Л-150-32М (разработчик и изготовитель АО «ЦКБА» г. Омск).



Рис.2. Модуль планирования МП-Д

Основные характеристики Л-150-32М:

- рабочий диапазон частот, ГГц – от 0,9 до 18;

- зона обзора:

по азимуту, град – от 0° до 360°;

по углу места, град – от 0° до 60°;

- чувствительность изделия – плотность потока мощности:

по импульсным сигналам, дБ (относительно 1 Вт/м²) – не хуже минус 50;

по непрерывным сигналам, дБ (относительно 1 Вт/м²) – не хуже минус 70;

- обзор по частоте и пространству – последовательный;

- период обзора всей зоны во всём частотном диапазоне, сек – 22;

- потребляемая мощность от сети 27В, Вт, не более – 350;

- масса изделия, кг – 130.

Основные недостатки Л-150-32М:

- низкий темп обзора по частоте и пространству;

- низкая чувствительность приёмных каналов;

- низкая помехоустойчивость вследствие отсутствия какой-либо избирательности на высокой частоте.

Потому при боевом применении СРТР Л-150-32М необходимо учитывать следующее:

- темп обзора должен быть максимальным. Этого можно достичь:

а) ведением разведки в минимизированном секторе ответственности, обращённом в сторону фронта;

б) ведением разведки в узком диапазоне частот, соответствующем рабочим диапазонам ИРИ СВН, ожидаемым на данном театре военных действий;

- развединформация от СРТР в бортовой вычислительный комплекс (БВК) подсистемы ПВО тактического звена по обнаруженным ИРИ должна выдаваться без задержки, т.е. по принципу "обнаружил - выдал";

- повторная выдача информации, если не было её обновления, не целесообразна;

- состав информации, выдаваемой с СРТР в БВК, должен обеспечивать требования к информации, необходимые для работы алгоритмов отождествления, алгоритмов выявления степени опасности целей (их важности) и алгоритмов отображения развединформации на мониторах автоматизированных рабочих мест.

Причины возникновения проблемных вопросов боевого применения существующих СРТР для решения задач ПВО в тактическом звене:

1. Отсутствуют чёткие формулировки идеологии построения и боевого применения СРТР для решения задач ПВО в тактическом звене.

2. Как следствие, тактико-технические задания (ТТЗ) на разработку СРТР страдают "глобализмом", то есть от СРТР требуется обнаруживать с высоким темпом всё, со всех направлений, в широчайшем диапазоне частот и при жёстком ограничении по массогабаритным характеристикам.

3. Реализация в первую очередь указанных требований приводит в итоге к снижению чувствительности и помехоустойчивости СРТР, то есть ограничению её функциональных возможностей.

Повышение эффективности СРТР в части возможностей по обнаружению бортовых РЛС и каналов обмена БПЛА с пунктами управления требует изменения идеологии построения СРТР в части:

- сужения полосы разведываемых частот до полосы рабочих частот разведываемых РЛС или каналов обмена;
- повышения чувствительности и помехоустойчивости каналов разведки, в том числе за счёт реализации частотной избирательности на входе приёмных каналов (на высокой частоте);
- повышения темпа обзора;
- введения каналов оценки помеховой обстановки (оценки параметров АШП) в диапазонах работы наземных РЛС ПВО.

V. Обсуждение результатов

В качестве основных направлений развития и применения СРТР в интересах совершенствования разведывательно-информационного обеспечения ПВО ТЗ предлагается следующее [1], [4], [8]:

- повышение быстродействия и точности измерения параметров сигналов РЭС;
- обработка и анализ разведанных СРТР в масштабе времени, близком к реальному, и выдача развединформации с привязкой в системе единого времени;
- создание и непрерывное совершенствование банков данных по параметрам бортовых РЭС СВН в интересах повышения достоверности распознавания типов РЭС и режимов их работы;
- представление данных от СРТР в установленном виде, позволяющем интегрировать их в общий информационный массив развединформации подсистемы ПВО ТЗ и обеспечивать требуемое качество комплексирования развединформации от различных источников;
- внедрение встроенных систем имитации и моделирования обстановки (тренажа), систем тестирования работоспособности;
- разработка, внедрение и эволюционное развитие алгоритмов автоматической обработки сигналов.

VI. Выводы и заключение

С учётом этого перспективные СРТР для разведывательно-информационного обеспечения тактического звена управления должны обеспечивать:

- 1) автоматический поиск и обнаружение с одновременным автоматическим пеленгованием следующих источников радиоизлучений (ИРИ):
 - РЛС дальнего обнаружения воздушного базирования;
 - многофункциональные РЛС воздушного базирования;
 - РЛС бокового обзора воздушного базирования;
 - РЛС управления оружием воздушного базирования;
 - навигационные РЛС различных классов воздушного базирования;
 - бортовые ответчики систем опознавания воздушного базирования;

- РЛС различного назначения наземного базирования;
- РЛС различного назначения надводного базирования;
- передатчики пунктов управления тактических беспилотных летательных аппаратов (БЛА);

- передатчики БЛА каналов обмена информацией с их пунктами управления;

2) сопровождение обнаруженных ИРИ по пеленгу;

3) измерение радиотехнических параметров принимаемых сигналов (вида излучения, режима работы ИРИ, несущей частоты, длительности и периода повторения импульсов);

4) распознавание типа носителя ИРИ путем сравнения частотно-временных радиотехнических параметров ИРИ с корректируемым каталогом банка данных ИРИ, размещенным в СРТР. В СРТР должно быть реализовано распознавание следующих классов целей:

- самолетов СА и ТА;

- вертолетов армейской авиации;

- БЛА;

- РЛС наземного базирования;

- РЛС надводного базирования;

- наземных пунктов управления и каналов обмена информацией БЛА;

5) выдачу информации в базовый вычислительный комплекс (БВК) для анализа воздушной и наземной радиоэлектронной обстановки в установленном формате;

6) оценку дальности до ИРИ и определение режимов их работы при наличии полных и достоверных радиотехнических параметров ИРИ в банке данных СРТР.

Список литературы

1. Алексеев Д.Ю., Власов А.Н., Майоров П.А., Парфёнов А.Е., Трофимов А.В. Направления развития средств РТР в интересах борьбы со средствами воздушно-космического нападения и основные пути их интеграции в систему войсковой ПВО//Научно-технические проблемы в промышленности: научные, инженерные и производственные проблемы создания технических средств мониторинга электромагнитного поля с использованием инновационных технологий: тезисы докл. III науч.-техн. конф. ОАО «НИИ «Вектор», Санкт-Петербург, 2018.

2. Мельников Ю.П. Воздушная радиотехническая разведка. Методы оценивания эффективности // Радиотехника. 2005. 304 с.

3. Куприянов А.И. Теоретические основы радиотехнической разведки. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 384 с.

4. Аравин А.В., Филюшкин И.П. Проблемные вопросы применения СРТР в подсистеме ПВО тактического звена//Научно-технические проблемы в промышленности: научные, инженерные и производственные проблемы создания технических средств мониторинга электромагнитного поля с использованием инновационных технологий: тезисы докл. III науч.-техн. конф. г. Санкт-Петербург, ОАО «НИИ «Вектор», 2018.

5. Аравин А.В., Зябиров Э.В., Садомов С.В., Филюшкин И.П. Совершенствование разведывательно-информационного обеспечения подсистемы управления ПВО Сухопутных войск. Вопросы радиоэлектроники. Серия СОИУ. Вып. 2. 2015.С. 66–75.

6. Аравин А.В., Зябиров Э.В., Садомов С.В., Филюшкин И.П. Совершенствование пунктов управления ПВО тактического звена в части разведывательно-информационного обеспечения// Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия Приборостроение. 2015.

7. Аравин А.В., Безяев В.С., Михайлов С.В., Филюшкин И.П. Совершенствование обработки развединформации от средств разведки в КСА КП (ПУ) ПВО ТЗ //Проблемные вопросы создания, развития и применения систем разведки и контроля воздушного пространства и организации его использования авиацией Вооруженных Сил Российской Федерации и пути их решения: сб. статей воен.-науч. конф. Научно-исследовательский центр Центрального научно-исследовательского института ВВС Минобороны России, Санкт-Петербург, 2017. С. 54–57.

8. Занозин В.А. Проблемы разведки СВН, решение которых возможно при оснащении подразделений ПВО средствами РТР, разрабатываемыми с использованием инновационных технологий//Научно-технические проблемы в промышленности: научные, инженерные и производственные проблемы создания технических средств мониторинга электромагнитного поля с использованием инновационных технологий: тезисы докл. III науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, ОАО «НИИ «Вектор». Санкт-Петербург, 2018.

УДК 621.369.9

МОБИЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ И ПОКРЫТИЙ

MOBILE COMPLEX FOR MEASURING REFLECTION COEFFICIENT OF RADAR ABSORBING MATERIALS

**К. М. Басков¹, А. А. Политико¹, В. Н. Семененко¹,
В. А. Чистяев¹, Д. Е. Данилов², С. Е. Просыпкин², А. А. Рогозин²**

¹ИТПЭ РАН, Москва, Россия

²ООО «Роде и Шварц Рус», Москва, Россия

**K. M. Baskov¹, A. A. Politiko¹, V. N. Semenenko¹,
V. A. Chistyayev¹, D. E. Danilov², S. E. Prosyepkin², A. A. Rogozin²**

¹ITAE RAS, Moscow, Russia

²Rohde & Schwarz Rus Ltd., Moscow, Russia

Аннотация – Разработан мобильный комплекс для измерений частотных зависимостей коэффициента отражения радиопоглощающих материалов и покрытий. Проведены сравнительные измерения частотных зависимостей коэффициента отражения образцов радиопоглощающих материалов и покрытий, расположенных на металлической подложке двумя способами: с помощью разработанного перспективного мобильного комплекса и измерителя коэффици-

циента отражения в традиционном исполнении. Показаны технические и эксплуатационные преимущества портативного измерителя нового типа.

Ключевые слова – коэффициент отражения, радиопоглощающий материал, радиопоглощающее покрытие, векторный анализатор цепей, рупорная антенна, мобильный комплекс

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-177-186

I. Введение

Современный этап развития сверхширокополосной антенной техники характеризуется использованием радиопоглощающих покрытий, имеющих низкие значения коэффициента отражения (КО) в рабочей полосе СВЧ-диапазона [1]. Такие покрытия предназначены для решения различных задач, как военного, так и гражданского назначения. Например, радиопоглощающие покрытия успешно применяются для улучшения радиотехнических характеристик антенных систем. Применение радиопоглощающих покрытий позволяет повысить помехозащищенность антенн, стабилизировать ширину главных лепестков диаграмм направленности антенн в широкой полосе частот, улучшить их поляризационные характеристики. Радиопоглощающие покрытия в зависимости от их конкретного назначения могут обладать высокой эффективностью как на выделенных (фиксированных) частотах, так и в отдельных частотных диапазонах.

Нанесение радиопоглощающих покрытий на крупногабаритные антенны и другие объекты антенной техники является весьма сложной и трудоемкой процедурой, в процессе которой приходится решать задачи и технологического, и радиофизического характера. Если говорить о радиофизической составляющей технологии нанесения покрытий, то контроль радиопоглощающих покрытий осуществляется, как правило, непосредственно в процессе нанесения их на объект. Кроме этого, радиофизический контроль необходим и после нанесения покрытий для оценки их качества в ходе эксплуатации изделия. В большинстве случаев наиболее информативным измеряемым параметром при проведении радиофизического контроля является частотная зависимость КО покрытия.

На практике часто возникает ситуация, когда возможность проведения измерений в лабораторных условиях на стационарных стендах отсутствует. В этой связи для осуществления радиофизического контроля непосредственно на изделии необходимо иметь мобильный измерительный комплекс [2]. Как вариант, для этих целей можно использовать портативный измеритель КО покрытий, позволяющий оценивать соответствие параметров покрытия заданным техническим характеристикам. К такому измерителю КО покрытий предъявляется ряд требований: малые размеры и масса, возможность работы вне помещений, простота применения, невысокая стоимость, широкий динамический диапазон (не менее 40 дБ), возможность проведения измерений в широкой полосе частот и др.

Появление портативных векторных рефлектометров позволило создать мобильный измеритель КО материалов и покрытий нового типа, обладающий рядом существенных преимуществ перед традиционными измерителями на базе векторных анализаторов цепей. К этим преимуществам можно отнести: более широкий частотный и динамический диапазоны

измерения КО; меньшие эксплуатационные расходы, связанные с отсутствием необходимости использования фазостабильных высокочастотных кабелей; удобство пользовательского интерфейса; возможность реализации сложных алгоритмов обработки измерительной информации средствами портативного персонального компьютера, а также более низкую итоговую стоимость реализации.

II. Мобильные измерители коэффициента отражения

Как правило, портативные измерители КО покрытий традиционно строятся на базе портативного векторного анализатора цепей (ВАЦ) и соединенного с ним с помощью фазостабильного кабеля антенного зонда (рис. 1).

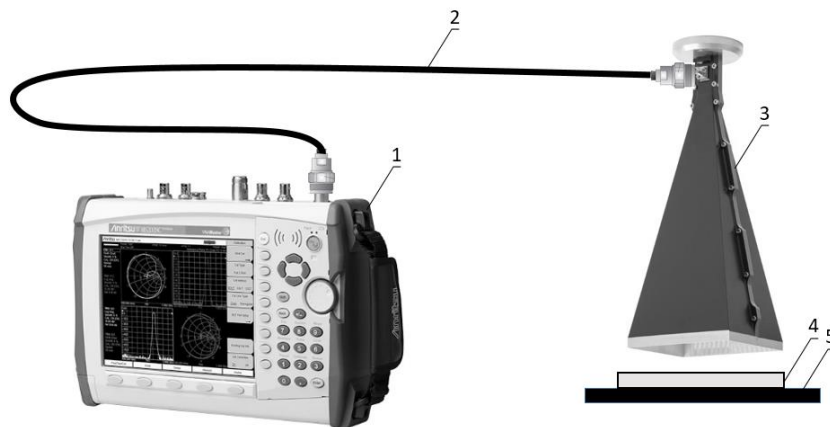


Рис. 1. Структурная схема мобильного комплекса для измерения КО радиопоглощающих покрытий в традиционном исполнении:

1 – портативный векторный анализатор цепей; 2 – радиочастотный кабель;
3 – антенный зонд; 4 – исследуемое покрытие; 5 – металлическая пластина

Использование достаточно дорогого радиочастотного кабеля с высокой фазовой стабильностью диктуется необходимостью применения при обработке измеренных данных алгоритмов векторной компенсации влияния как самого кабеля, так и антенного зонда.

Отметим основные недостатки традиционного решения. Во-первых, наличие соединительного кабеля длиной около 1,5 м между рефлектометром портативного ВАЦ и антенным зондом вносит дополнительные ослабления, что в итоге приводит к уменьшению динамического диапазона измерений КО на 3...6 дБ в зависимости от частоты.

Во-вторых, кабель в процессе работы постоянно подвергается изгибам и влиянию окружающей среды, что отрицательно сказывается на его фазовой стабильности. В связи с этим со временем становится невозможным применение алгоритмов векторной компенсации при обработке измерительной информации. По сути, в данном техническом решении кабель является достаточно дорогим расходным материалом.

В-третьих, при калибровке и измерениях КО покрытий используются достаточно сложные алгоритмы обработки получаемой информации, такие как векторное вычитание, использование алгоритмов цифровой фильтрации сигнала (например, Time Domain). Реализация

этих алгоритмов средствами пользовательского интерфейса ВАЦ без использования внешнего компьютера приводит к сложной последовательности интерфейсных команд и требует от оператора высокой квалификации, глубокого понимания процесса калибровки и измерений. Немаловажным фактором является также достаточно высокая цена портативных ВАЦ зарубежного производства и фазостабильных кабелей.

В качестве альтернативы традиционному решению предлагается перспективный портативный измеритель КО покрытий, структурная схема которого представлена на рис. 2.

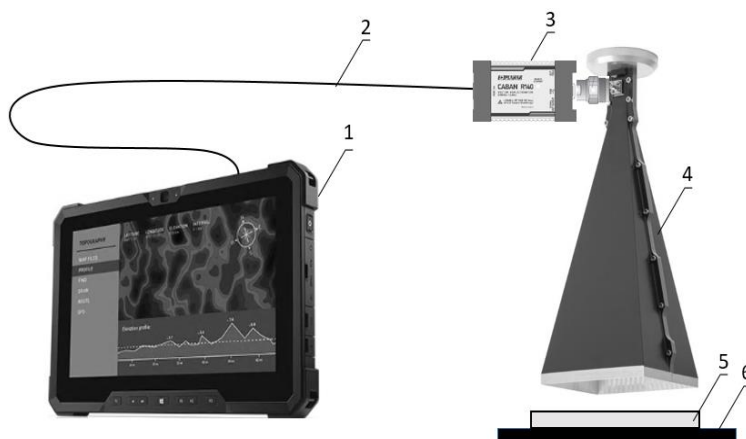


Рис. 2. Структурная схема перспективного мобильного комплекса для измерения КО радиопоглощающих покрытий:

- 1 – планшетный компьютер; 2 – USB-интерфейсный кабель; 3 – рефлектометр; 4 – антенный зонд; 5 – исследуемое покрытие; 6 – металлическая пластина

В основе схемы лежит рефлектометр малых размеров, который подключается к антенному зонду без СВЧ-кабелей. Для управления измерительным комплексом, а также для отображения и экспресс-обработки информации используется планшет, который через USB-разъем подключается к рефлектометру, как продемонстрировано на рис. 3.

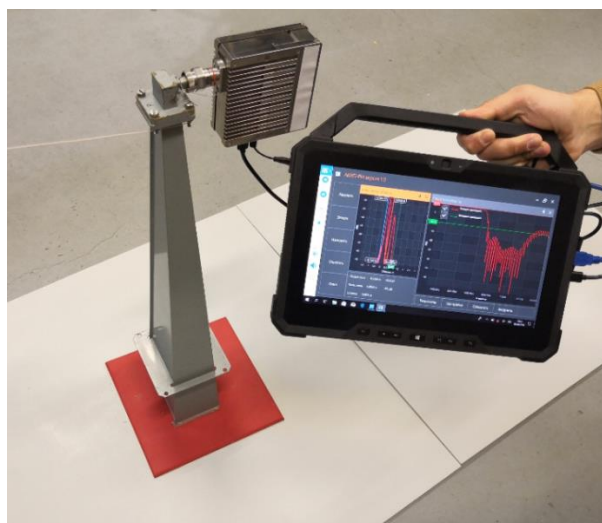


Рис. 3. Мобильный комплекс для измерения КО радиопоглощающих покрытий на базе рефлектометра

Предлагаемая реализация свободна от всех вышеперечисленных недостатков традиционного решения. Отсутствие радиочастотного фазостабильного кабеля в измерительной схеме расширяет динамический диапазон измерений. Жесткое механическое соединение рефлектометра непосредственно с антенным зондом устраняет проблему фазовой нестабильности кабеля. Использование компьютера в исполнении для жестких условий эксплуатации при обработке измерительной информации позволяет реализовать удобный пользовательский интерфейс. При этом немаловажным фактором является то, что цена перспективного решения существенно ниже традиционного.

III. Проведение измерений и анализ полученных результатов

В целях сравнения традиционных и перспективных технических решений были проведены экспериментальные исследования – измерения КО на металлической подложке нескольких образцов покрытий. Традиционный портативный измеритель КО покрытий был реализован на базе векторного анализатора цепей Anritsu MS2028C (5 кГц...20 ГГц) и модифицированной рупорной антенны (зонда), рассчитанной на диапазон длин волн 3 см. Перспективный измеритель КО состоял из рефлектометра R140 (85 МГц...14 ГГц), портативного компьютера (планшета) и той же самой рупорной антенны. Раскрыв рупорной антенны имеет размеры 10 см на 6 см. Длина рупора от раскрыва до фокусного центра составляет приблизительно 60 см (48 см от коаксиально-волноводного перехода до раскрыва рупора). Измерения КО образцов покрытий проводились в диапазоне частот 7-13 ГГц. Частотный диапазон измерений ограничивался волноводным входом рупора и коаксиально-волноводным переходом (КВП) с рабочим сечением волновода 23×10 мм. Следует отметить, что рупорная антенна была подвергнута специальной доработке, целью которой являлось ослабление высших волноводных мод электромагнитной волны, которые возбуждаются в рупоре.

Помимо сравнения результатов измерений КО покрытий двумя вышеуказанными методами были также проведены измерения КО образцов радиопоглощающих материалов и покрытий с помощью стационарного измерительного стенда для измерений параметров материалов и покрытий в свободном пространстве с нормированными метрологическими характеристиками [3]. Результаты измерений, полученные на данном стенде, принимались за эталонные показатели при проведении сравнительного анализа. Стационарный стенд позволяет проводить измерения целого ряда радиотехнических параметров образцов материалов и покрытий: 1) коэффициентов отражения и прохождения образцов при нормальном падении волны в диапазоне частот от 2 до 40 ГГц; 2) диэлектрической и магнитной проницаемостей образцов материалов в том же диапазоне частот 2-40 ГГц; 3) угловых зависимостей коэффициента прохождения образцов в диапазоне частот 2-24 ГГц при углах падения волны от 0 до 75 град; 4) температурных зависимостей коэффициента отражения образцов покрытий на металлической подложке в частотном диапазоне 2-24 ГГц и в интервале температур от минус 80 до плюс 200 °С.

В работе [3] подробно описывается принцип проведения измерений радиотехнических параметров образцов материалов и покрытий на стационарном стенде. Измерительный стенд, внешний вид которого приведен на рис. 4, реализован на базе векторного анализатора

цепей R&S ZVA40 и рупорных линзовых антенн. При проведении измерений исследуемые образцы помещаются в окно диафрагмы, расположенной в ближней зоне рупорных антенн. В процессе измерения коэффициента отражения в зоне за диафрагмой устанавливается согласованная нагрузка – пирамидальный радиопоглощающий блок с низким коэффициентом отражения в рабочей полосе частот (не выше минус 50 дБ), который необходим для исключения дополнительных паразитных переотражений от окружающего пространства. С целью устранения влияния переотражений между измеряемым образцом и рупорными антеннами используются методы цифровой обработки сигнала – временная селекция мешающих отражений (Time Domain) с подавлением эффекта Гиббса.

Важно отметить, что данный стенд, также как и методика выполнения измерений, аттестованы аккредитованными метрологическими организациями.



Рис. 4. Стационарный стенд для измерения радиотехнических параметров образцов материалов и покрытий

На рис. 5 и 6 представлены измеренные тремя выше обозначенными способами частотные зависимости КО образцов полимерных радиопоглощающих покрытий, нанесенных на металлические подложки размером 200×200 мм.

Из частотных зависимостей, представленных на рис. 5 и 6, видно, что мобильный комплекс для измерения КО покрытий на базе рефлектометра имеет несколько более широкий частотный диапазон, чем рабочий диапазон частот КВП. Отсутствие ослабления в соединительном кабеле позволяет проводить измерения за пределами полосы пропускания КВП. В то же время портативный измеритель КО покрытий в традиционном исполнении на базе ВАЦ Anritsu MS2028С ограничен полосой пропускания КВП, что выражается в появлении

довольно сильных осцилляций на краях диапазона в окрестности граничных частот 7,5 и 12,5 ГГц (загибы кривых 3, наблюдаемые на графиках).

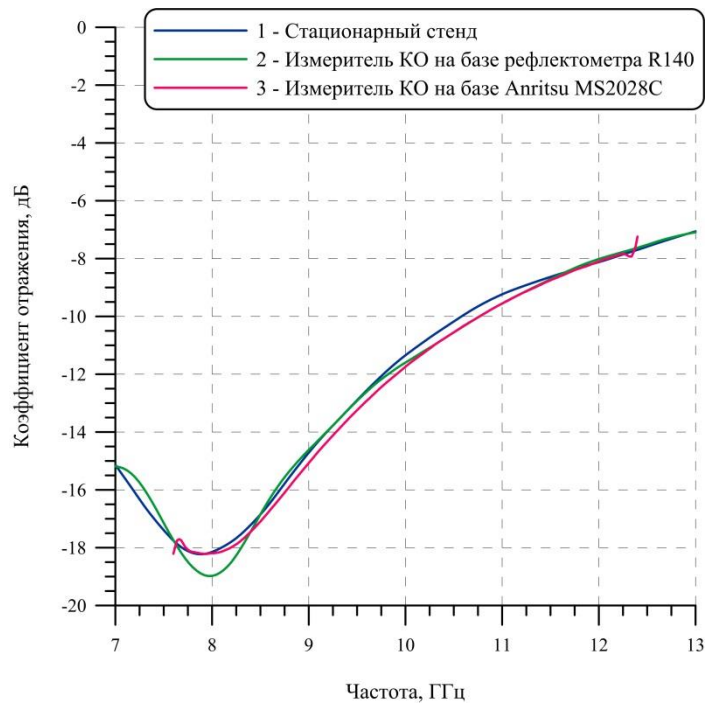


Рис. 5. Частотные зависимости КО на металлической подложке образца радиопоглощающего покрытия №1, измеренные различными способами

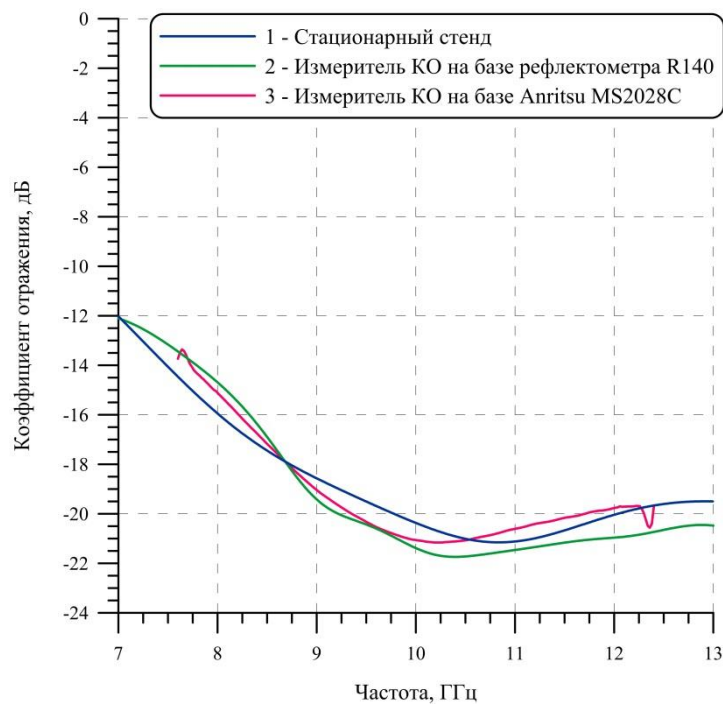


Рис. 6. Частотные зависимости КО на металлической подложке образца радиопоглощающего покрытия №2, измеренные различными способами

Разброс измеренных значений КО образцов покрытий, полученных с помощью портативного измерителя на базе рефлектометра и путем измерений на стационарном стенде, который принимался при сравнительном анализе в качестве эталонного измерителя, находится в границах ± 1 дБ при уровнях КО до минус 20 дБ. Расхождение в результатах измерений КО образцов, полученных различными способами, также связано с некоторой неоднородностью образцов радиопоглощающих покрытий, которая выражается в небольшой разнотолщинности слоев материала покрытий по поверхности образцов. Дополнительно следует отметить, что в стационарном стенде в качестве излучающего и принимающего устройства используется линзовая рупорная антенна с размером апертуры примерно 350×260 мм, которая при измерениях облучает всю поверхность образца. Таким образом, происходит измерение интегрального КО всего образца. Модифицированная рупорная антенна, применяемая в портативном измерителе КО, имеет небольшие размеры – раскрыв составляет около 100×60 мм, т.е. в данном случае при измерениях облучается не вся поверхность образца, а лишь определенная локальная зона.

На рис. 7 и 8 показаны измеренные различными способами частотные зависимости КО на металлической подложке образцов листового и пирамидального радиопоглощающих материалов на основе пенополиуретана.

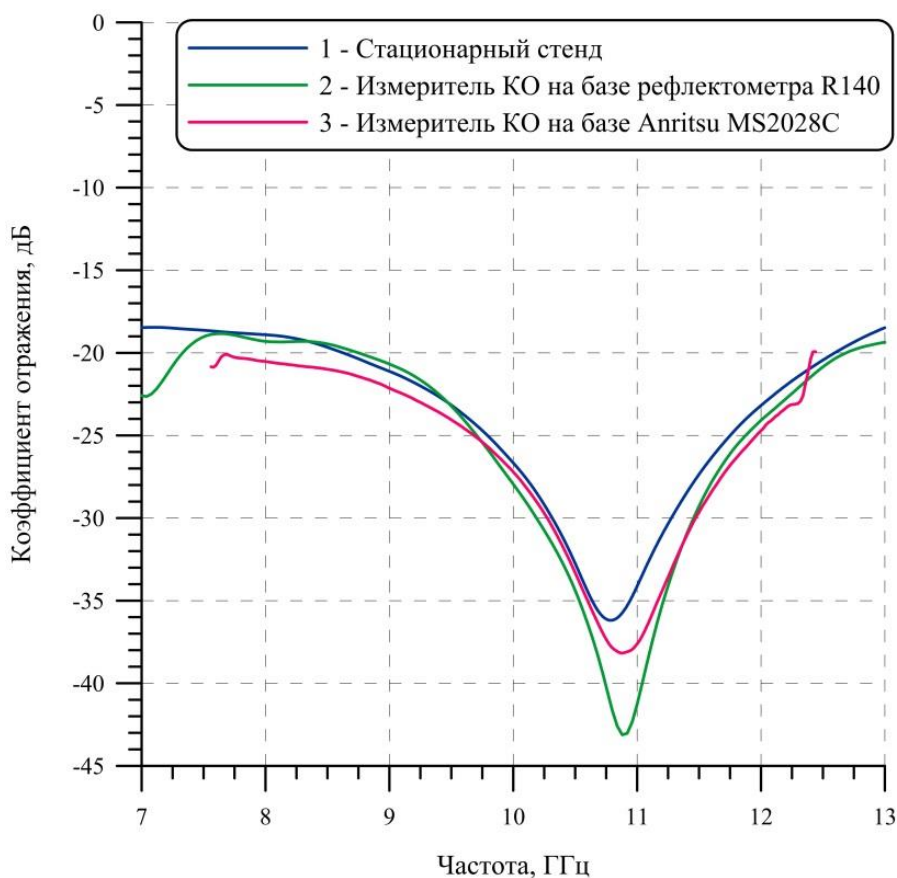


Рис. 7. Частотные зависимости КО на металлической подложке образца листового радиопоглощающего материала, измеренные различными способами

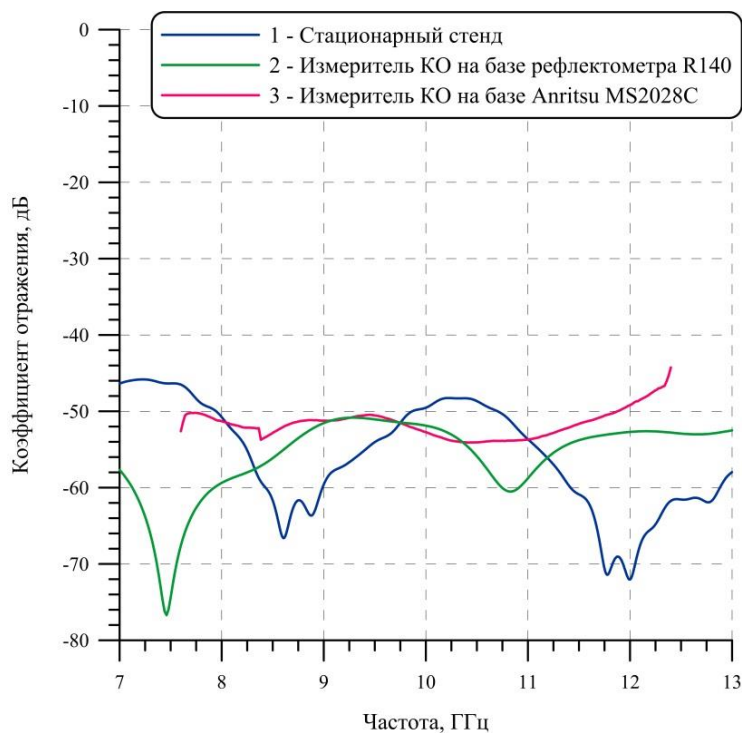


Рис. 8. Частотные зависимости КО на металлической подложке образца пирамидального радиопоглощающего материала, измеренные различными способами

Анализ частотных зависимостей КО образцов радиопоглощающих материалов, представленных на рис. 6 и 7, позволяет оценить динамический диапазон портативных измерителей КО в традиционном и перспективном исполнении, который составляет 40-50 дБ, что является достаточным для решения большинства практических задач.

IV. Выводы и заключение

Предложена практическая реализация перспективного мобильного комплекса для измерения КО радиопоглощающих материалов и покрытий на базе рефлектометра R140 и модифицированной рупорной антенны. Проведены сравнительные измерения в диапазоне от 7 до 13 ГГц частотных зависимостей КО на металлической подложке образцов радиопоглощающих материалов и покрытий двумя различными способами: с помощью традиционного портативного измерителя КО покрытий на базе ВАЦ Anritsu MS2028C и с помощью перспективного измерителя на базе рефлектометра. В дополнение измеренные частотные зависимости сравнивались с результатами измерений КО тех же образцов на аттестованном стационарном стенде с нормированными метрологическими характеристиками.

В результате можно сделать заключение, что предлагаемый вариант перспективного мобильного комплекса для измерений КО покрытий на основе рефлектометра имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с традиционным техническим решением, в котором используется мобильный ВАЦ: более широкий частотный и динамический диапазоны измерения КО; меньшие эксплуатационные расходы, связанные с отсутствием необходимости использования фазостабильных высокочастотных кабелей; более низкая итоговая стоимость реализации.

Список литературы

1. Басков К. М., Бобков Н. И., Краснолобов И. И., Семенов В. Н. Моделирование сверхширокополосной зеркальной антенны // Журнал радиоэлектроники. 2013. № 4. 18 с.
2. John W. Schultz [et al.]. Ruggedized Compact Microwave Probes for Mapping Material Properties of Structures // 14th Int. Symposium on Nondestructive Characterization of Materials (NDCM 2015), 2015, Marina Del Rey, CA, USA.
3. Semenenko V. N., Chistyayev V. A., Politiko A. A., Baskov K. M. Ultrawide measurement bench for measuring electromagnetic properties of materials in free space in a microwave range // Measurement Techniques. 2019. Vol. 2. P. 55–59.

УДК 537.87

О РАЗРАБОТКЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КОАКСИАЛЬНЫХ НАГРУЗОК ВЫСОКОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ

DEVELOPMENT OF WIDEBAND HIGH POWER COAXIAL LOADS

Л. И. Сарин¹, О. А. Коланцов¹, П. В. Брежнев²

¹ООО «Болид», Новосибирск, Россия

²АО «НИИ «ЭКРАН», Самара, Россия

L. I. Sarin¹, O. A. Kolantsov¹, P.V. Brezhnev²

¹Bolid LLC, Novosibirsk, Russia

²Scientific Research Institute Ekran JSC, Samara, Russia

Аннотация – Основные результаты, отраженные в данной работе, связаны с разработкой конструкции коаксиальной нагрузки высокого уровня мощности. Изготовлены опытные образцы, приведены их испытания, показано, что разработанные изделия не уступают по своим характеристикам зарубежным аналогам.

Ключевые слова – коаксиальная нагрузка, высокий уровень мощности.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-186-192

I. Введение и постановка задачи

Анализ рынка коаксиальных нагрузок высокого уровня мощности показывает, что нагрузки производятся и потребляются в основном в странах, производящих радиотехнические устройства военного назначения, таких как США, Китай, Германия, Англия и т.д. Коаксиальные нагрузки высокого уровня мощности выпускаются от 100 Вт до 1000 Вт, причем КСВН в достаточно узком диапазоне частот не менее 1,2 – 1,40. В качестве примера в табл. 1 приведены технические характеристики коаксиальных нагрузок фирмы «Bird», США. Сле-

дует отметить, что для отвода мощности от нагрузки используются различные способы теплоотвода – воздушный, масляный и т.д. На рис. 1 приведено фото нагрузок 300-СТ мощностью 300 Вт, весом 0,34 кг.

Таблица 1

**ХАРАКТЕРИСТИКИ КОАКСИАЛЬНОЙ НАГРУЗКИ, ВЫПУСКАЕМОЙ
ФИРМОЙ «BIRD» (США, ФИРМА СУЩЕСТВУЕТ С 1942 ГОДА)**

Серия	Мощность, Вт	Макс. частота, ГГц	КСВН	Рабочая температура, град	Тип охлаждения	Вес, кг
100-6T	100	6	до 2 ГГц – 1,2 2 - 4 ГГц – 1,3 4 – 6 ГГц – 1,4	-65 + 125	конвекционный	1,00
150-T	150	2,4	1 – 2,4 ГГц – 1,25	- 40 + 40	конвекционный	2,73
8135	150	4	1 – 2,5 ГГц – 1,2 2,5 – 4 ГГц – 1,3	- 40 + 45	масляный	2,70
250-СТ	250	3	2 -3 ГГц – 1,25	- 40 + 40	кондуктивный	0,15
8141	250	2,5	1 – 1,8 ГГц – 1,2 1,8 – 2,5 ГГц – 1,3	- 40 + 40	масляный	4,50
300-СТ	300	3	1 -3 ГГц – 1,25	- 40 + 40	кондуктивный	0,34
8072A	300	2,5	1 – 2,5 ГГц- 1,2	- 40 + 40	масляный	5,40
500-СТ	500	3	1 -3 ГГц – 1,3	- 40 + 40	кондуктивный	0,41
8201	500	2,5	1 – 2,5 ГГц – 1,25	- 40 + 55	масляный	9,50
600-T	600	2,4	1 – 2,4 ГГц – 1,25	- 40 + 40	конвекционный	9,75
8401	600	3	1- 2,8 ГГц – 1,2 2,8 -3 ГГц – 1,3	- 40 + 40	масляный	9,10
1000-T	1 000	2,4	1- 2,4 ГГц – 1,25	- 40 + 40	конвекционный	12,01
8251	1 000	2,4	1 -2 ГГц – 1,25 2 – 2,4 ГГц -1,3	- 40 + 45	масляный	11,50



Рис. 1. Коаксиальная нагрузка 300-СТ (300 Вт)

Настоящее сообщение содержит результаты разработки коаксиальной нагрузки с рабочим диапазоном частот 2-18 ГГц с КСВН не хуже 1,2, мощностью рассеивания не менее 250 Вт.

В качестве поглощающего СВЧ поля применяется материал ЭКОМ-II производства ООО «Болид». Некоторые физические характеристики материала ЭКОМ-II приведены в табл. 2.

Таблица 2

ФИЗИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАТЕРИАЛА ЭКОМ-II

№ п/п	Наименование характеристики	Единица измерения	Значение
1.	Плотность	кг/м ³	2600 ÷ 2800
2.	Прочность на сжатие	Мпа	10 ÷ 100
3.	Теплоемкость	кДж/кг*К	0,8
4.	Теплопроводность	Вт/м*К	2 ÷ 4
5.	Диэлектрическая проницаемость на частоте 3 ГГц		30 ÷ 50
6.	Тангенс угла диэлектрических потерь на частоте 3 ГГц		0,1 ÷ 0,5
7.	Диапазон рабочих температур	°С	До 1000

На рис. 2 приведена фотография материала ЭКОМ-II под микроскопом, которая хорошо иллюстрирует, что в материале присутствуют крупные структурообразующие частицы корунда, кремния и множество мелких (не более 10 мкм) металлических вкраплений железа или никеля.

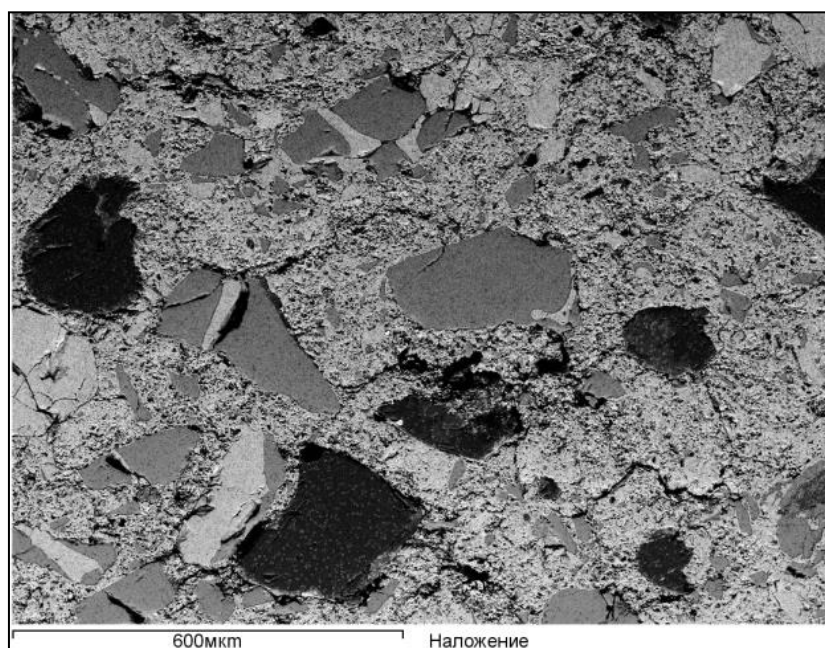


Рис. 2. ЭКОМ-II под электронным микроскопом

Скопления металлических частиц, изолированных друг от друга, и в целом не создают проводящий кластер (тангенс угла диэлектрических потерь материала менее 1). Отметим, что размер металлических частиц много меньше, чем толщина скин-слоя металлов в диапазоне частот $1 \div 20$ ГГц.

Материал ЭКОМ-П измельчается, выделяется фракция $0,1 \div 0,2$ мм, которая методом детонационного напыления наносится на внутренние стенки алюминиевого корпуса коаксиальной нагрузки.

Внешний вид нагрузки приведен на рис. 3.

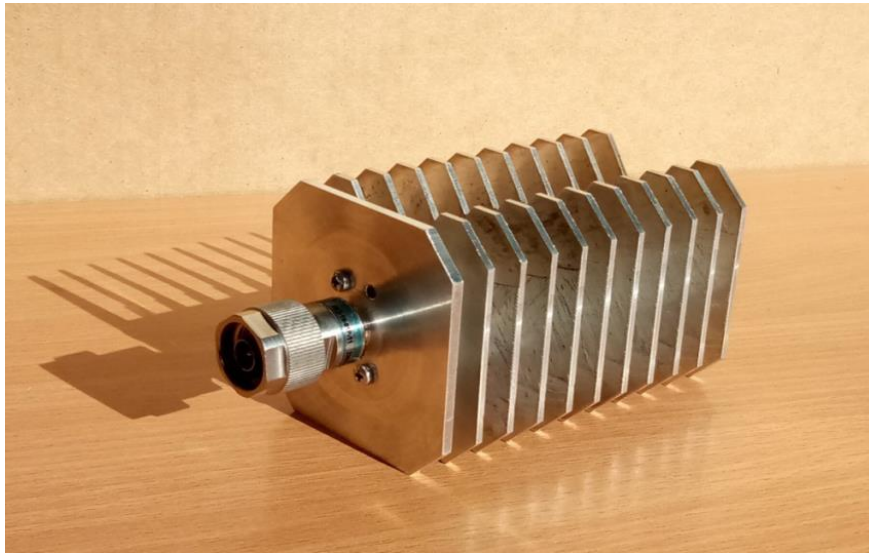


Рис. 3. Коаксиальная нагрузка высокой мощности с воздушным охлаждением БЛША 8.069.000

II. Результаты экспериментов и их обсуждение

Технические характеристики, достигнутые в процессе разработки коаксиальной нагрузки, представлены в табл. 3.

Таблица 3

СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАГРУЗКИ БЛША-8.069.000 И НАГРУЗКИ 300-СТ

№ п/п	Тип нагрузки	Частота, ГГц	КСВН	Мощность, Вт	Вес, кг
1	БЛША-8.069.000	1,2 – 18	Менее 1,2	300	0,39
2	300 – СТ (фирма Bird, США)	1 - 3	1,25	300	0,34

На рис. 4. приведена зависимость КСВН коаксиальной нагрузки БЛША-8.069.000 от частоты, полученная с помощью скалярного анализатора цепей P2M-18A/6.

Испытание на воздействие сигнала высокого уровня мощности было произведено на оборудовании АО «НИИ «Экран». В ходе испытания на нагрузку воздействовал непрерывный сигнал частотой 4 ГГц, мощностью 300 Вт.

График зависимости температуры от времени представлен на рис. 5, характерная термограмма нагрузки, полученная с помощью тепловизора, представлена на рис. 6 и 7.

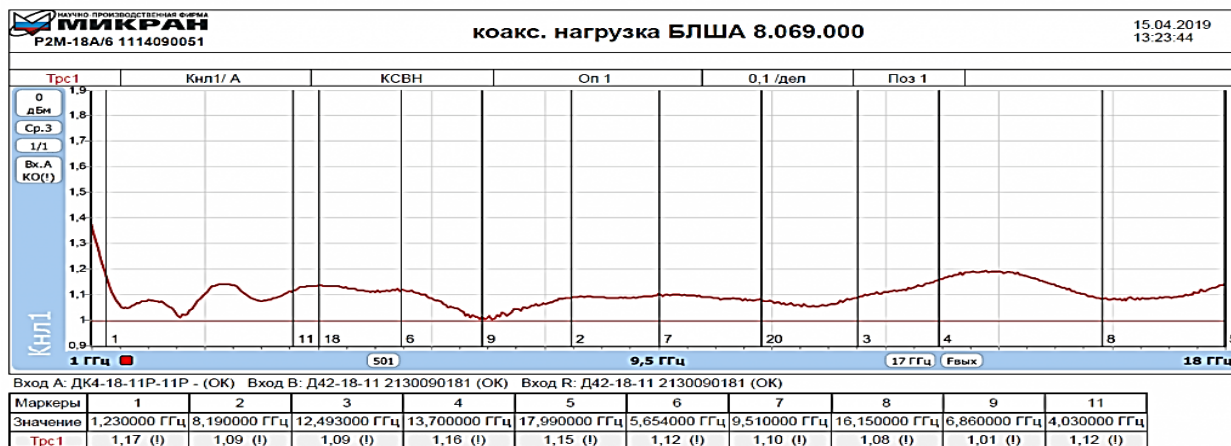


Рис. 4. Зависимость КСВН нагрузки от частоты

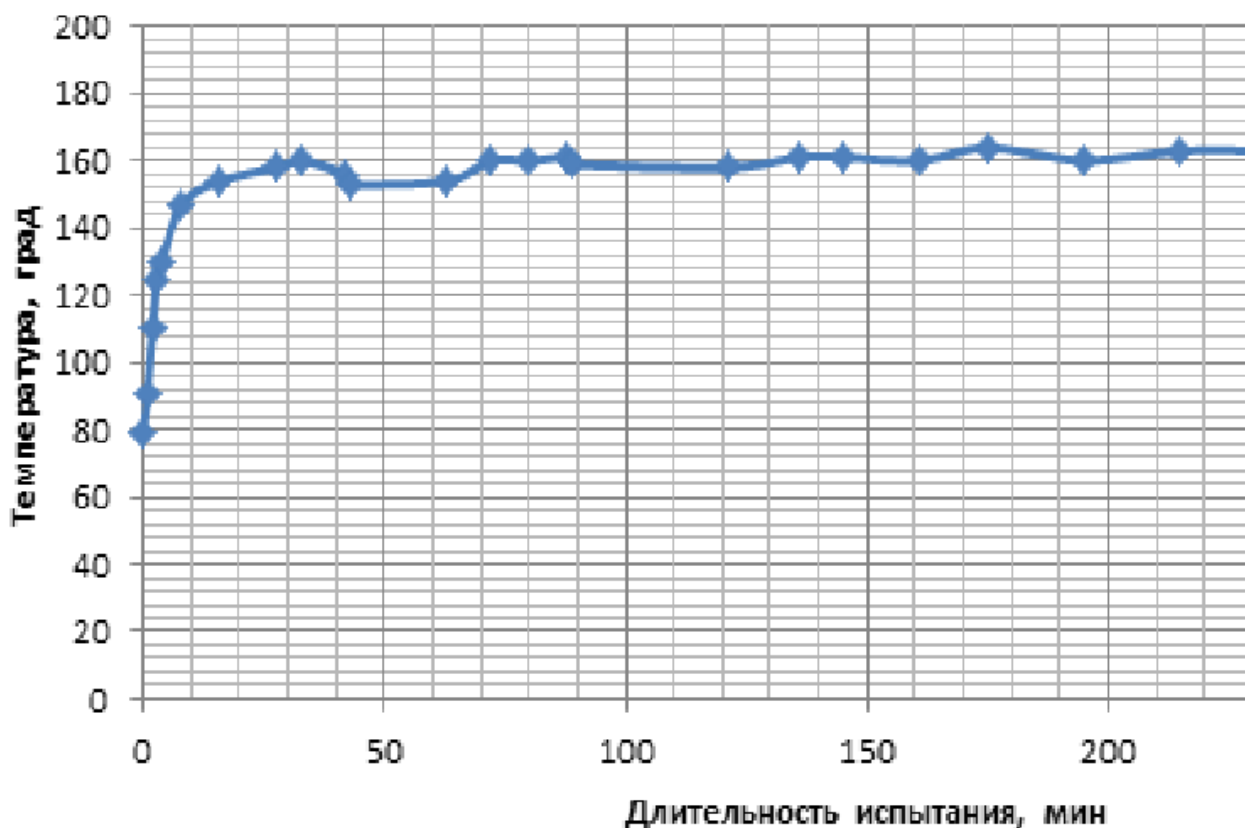


Рис. 5. График зависимости температуры нагрузки от времени воздействия

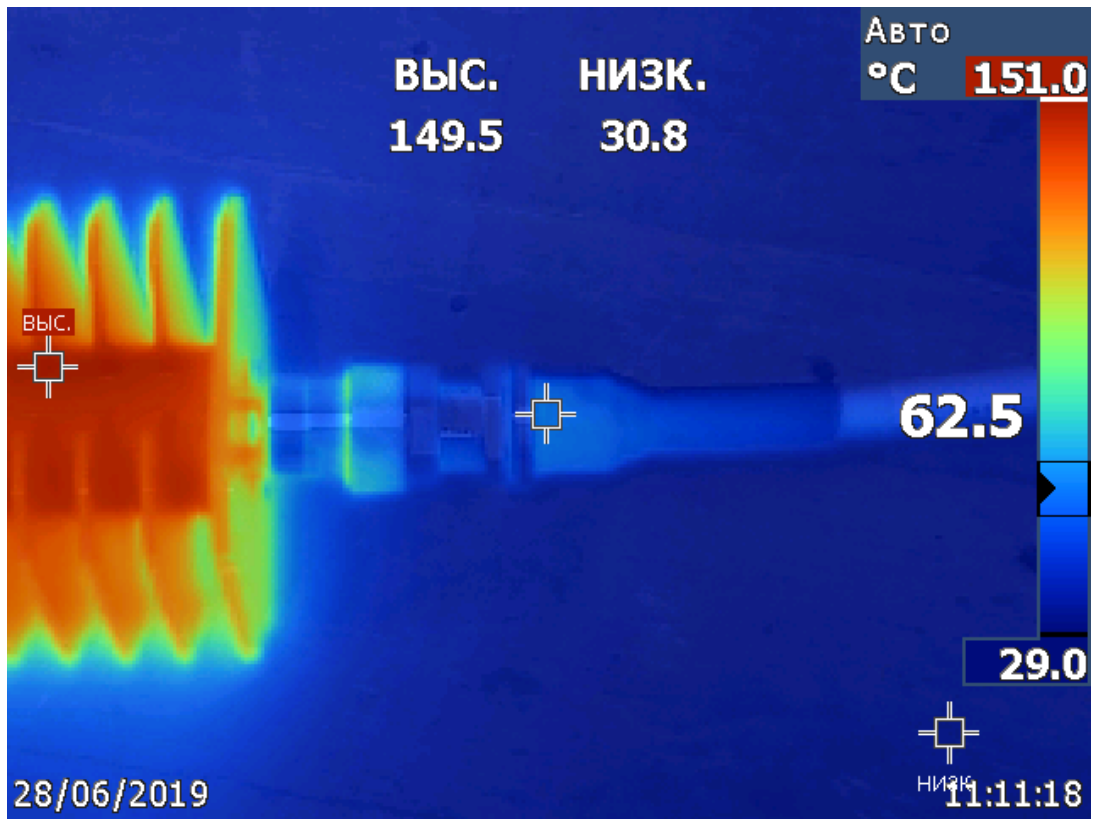


Рис. 6. Термограмма нагрузки

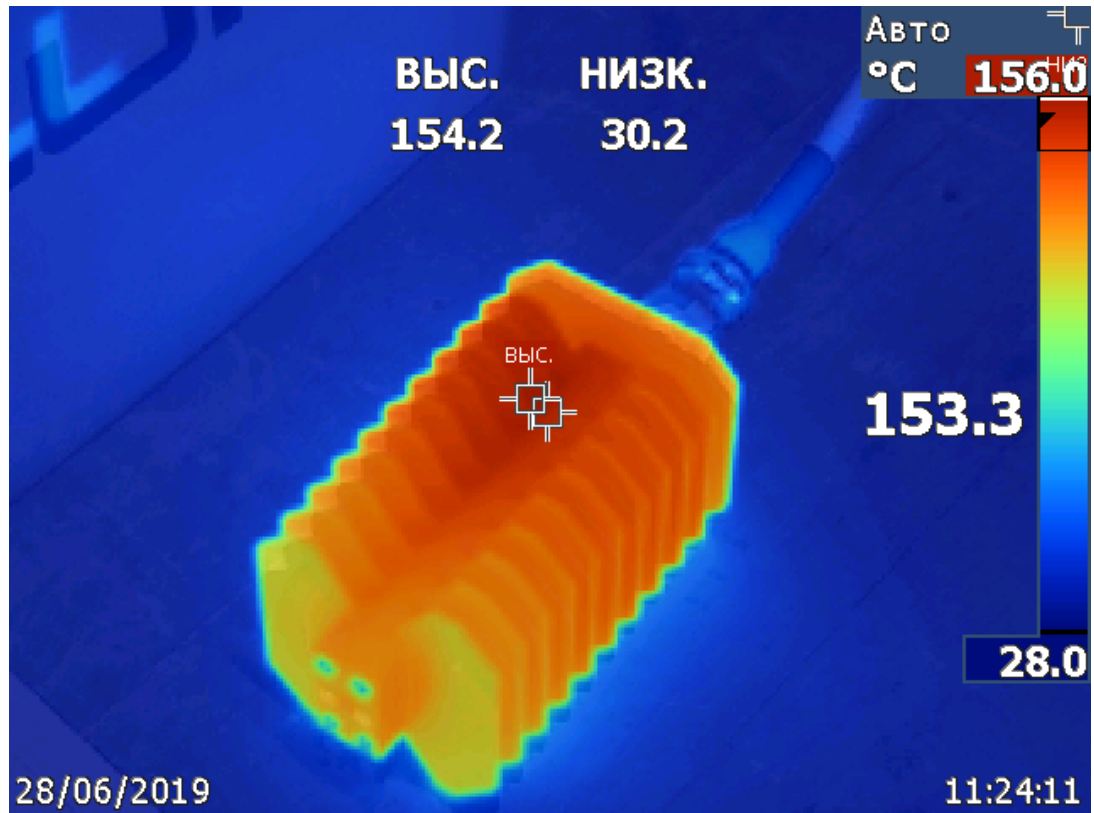


Рис. 7. Термограмма нагрузки

III. Выводы и заключение

Разработана конструкция коаксиальной нагрузки мощностью 300 Вт, изготовлены и испытаны опытные образцы, удовлетворяющие потенциальных заказчиков по массогабаритным характеристикам и по уровню КСВН и рассеиваемой мощности. Данная конструкция нагрузки может быть принята за основу для дальнейшей разработки изделий более высокого уровня мощности.

Источник финансирования

Работа выполнена за счет собственных средств ООО «Болид».

Список литературы

1. Седов В. М., Гайнутдинов Т. А. Электромагнитные поля и волны / под ред. проф. В. В. Чебышева, 2-е изд. М.: Горячая линия-Телеком. 2018. 282 с.
2. Лэнди Р., Дэвис Д., Албрехт А. Справочник радиоинженера. М.-Л.: Государственное энергетическое издательство, 1961. 704 с.

УДК 621.391.262 (075.8)

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ ДЕЦИМЕТРОВОГО И САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН С БЛИЗКИМИ ДИАПАЗОНАМИ ЧАСТОТ ВХОДНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА И СИГНАЛА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

ULTRA WIDEBAND DECIMETER AND CENTIMETER WAVELENGTH MIXER WITH CLOSE FREQUENCY RANGES OF THE INPUT INFORMATION SIGNAL AND THE INTERMEDIATE FREQUENCY SIGNAL

П. С. Тарасов^{1,2}, А. Ю. Юхлин^{1,2}

¹ АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск, Российская Федерация

² ФГБОУ ВО «Омский государственный технический университет»,
г. Омск, Российская Федерация

P. S. Tarasov^{1,2}, A. Yu. Yuhlin^{1,2}

¹ Joint stock company «Central design bureau of automatics», Omsk, Russian Federation

² Federal State Educational Institution of Higher Education "Omsk State Technical University",
Omsk, Russian Federation

Аннотация – В данной статье представлены результаты моделирования и макетирования сверхширокополосного смесителя с близкими частотами входного информационного сигнала и сигнала промежуточной частоты. Результаты работы могут быть применены при проектировании многофункциональных устройств дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн.

Ключевые слова – дециметровый диапазон длин волн, сантиметровый диапазон длин волн, сверхширокополосный смеситель, диплексер, частотный фильтр, симметрирующий переход.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-192-199

I. Введение

Одним из основных элементов супергетеродинного приёмника является преобразователь частоты (смеситель). Проектирование таких смесителей для сверхширокополосных супергетеродинных приёмников является достаточно сложной задачей, для решения которой в большинстве случаев приходится искать новые и оригинальные схемотехнические, конструктивные и технологические решения.

II. Постановка задачи

Перед авторами данной статьи была поставлена задача разработать сверхширокополосный смеситель дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн (далее по тексту – ДДВ и СДВ соответственно) со следующими параметрами:

- нижняя граница диапазона рабочих частот (далее ДРЧ) тракта входного информационного сигнала (далее ВИС): 1.0 ГГц, не более;
- верхняя граница ДРЧ тракта ВИС: 17.0 ГГц, не менее;
- нижняя граница ДРЧ тракта сигнала гетеродина: 1.5 ГГц, не более;
- верхняя граница ДРЧ тракта сигнала гетеродина: 17.0 ГГц, не менее;
- нижняя граница ДРЧ тракта сигнала промежуточной частоты (далее ПЧ): 0.1 ГГц, не более;
- верхняя граница ДРЧ тракта сигнала ПЧ: 0.8 ГГц, не более;
- коэффициент передачи в режиме преобразования частоты (K_p): -10 дБ, не менее;
- неравномерность K_p в ДРЧ ВИС: 5 дБ, не более;
- неравномерность K_p в диапазоне рабочих частот сигнала ПЧ: 5 дБ, не более;
- требуемый уровень мощности сигнала гетеродина: 2 мВт, не более;
- волновое сопротивление входных и выходных портов 50 Ом.

III. Теория

Перспективные схемотехнические и конструктивные решения были найдены в [1] и [2]. Однако данные решения предполагали, что сигнал гетеродина подается на вход симметрирующего устройства (рис. 1), а ВИС и сигнал ПЧ «разводятся» с использованием диплексера, состоящего из фильтра верхних частот (далее по тексту – ФВЧ) и фильтра нижних частот (далее по тексту – ФНЧ).

К сожалению, в данном случае такое схемотехническое решение применить было невозможно, так как нижняя граница ДРЧ канала ВИС была расположена практически «вплотную» к верхней границе ДРЧ канала сигнала ПЧ.

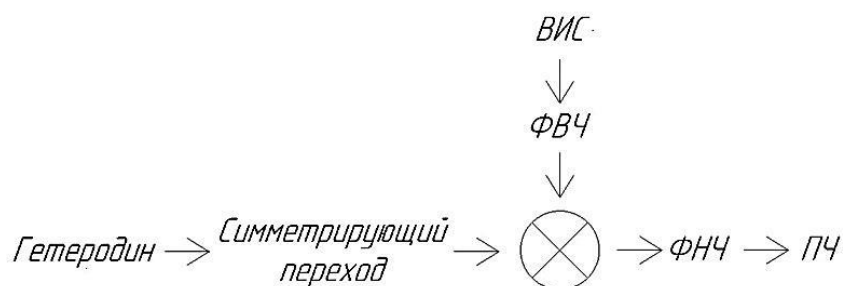


Рис. 1. Схема «классического» подключения

Поэтому было принято решение изменить конфигурацию предложенных в [1] и [2] смесителей следующим образом: ВИС подавать на вход симметрирующего устройства, а состоявшим из ФВЧ и ФНЧ диплексером разводить сигналы гетеродина и сигналы ПЧ (рис. 2).

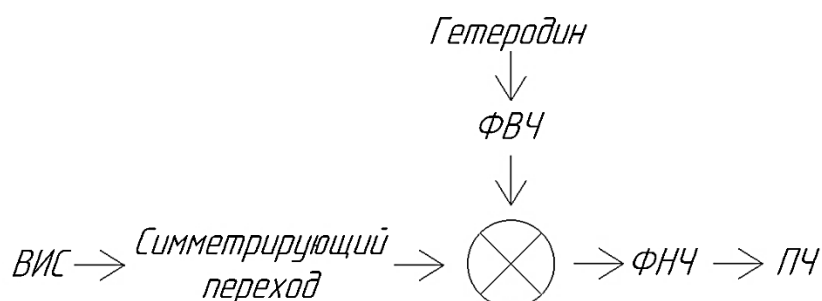


Рис. 2. Схема предлагаемого подключения

IV. Результаты экспериментов

Разработка требуемого смесителя велась с использованием теоретического моделирования в среде САПР AWR и HFSS, а также физического моделирования на пластине из диэлектрического материала ПТ-10 [3] толщиной 5 мм с использованием метода масштабного моделирования на частотах, которые были на порядок ниже частот, заявленных в техническом задании (далее по тексту – ТЗ).

На первом этапе было проведено теоретическое моделирование диплексера. При этом были учтены те ограничения, которые накладываются на порядок ФВЧ и ФНЧ по радиотехническим соображениям: чем выше порядок фильтра, тем сильнее зависимость его фазочастотных характеристик (далее по тексту – ФЧХ) от разброса номиналов реактивных элементов фильтров.

Результаты теоретического моделирования диплексера в САПР и физического моделирования методом масштабного макетирования приведены на рис. 3-5.

Далее в среде САПР было проведено теоретическое моделирование симметрирующего устройства в виде перехода Найфа, результаты которого приведены на рис. 6-8. В соответствии с этим рисунком была определена минимальная длина данного перехода – 13 мм в реальных частотах.

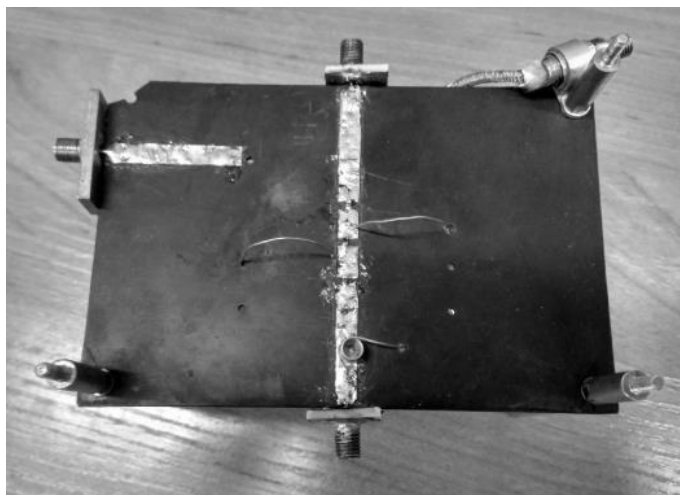


Рис. 3. Макет диплексера (вид с лицевой стороны платы)

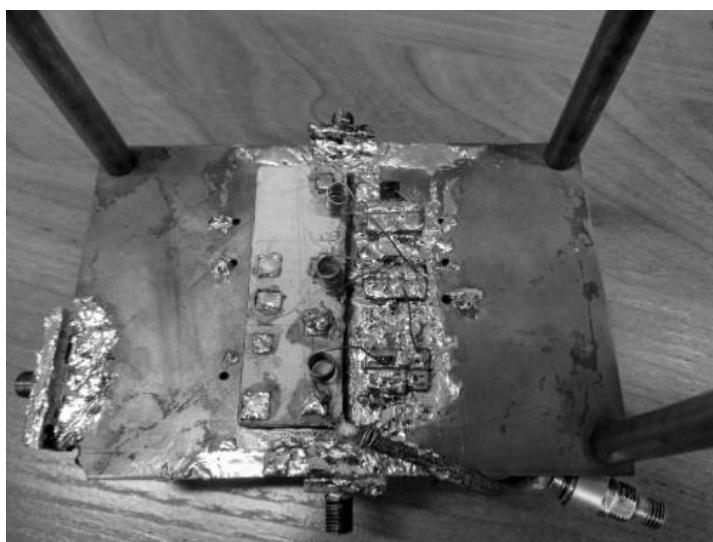


Рис. 4. Макет диплексера (вид с обратной стороны платы)

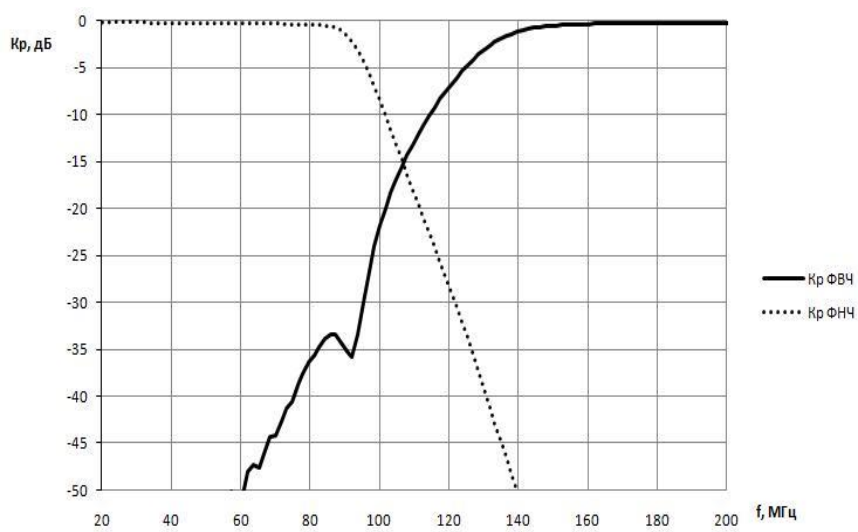


Рис. 5. АЧХ ФВЧ и ФНЧ макета диплексера

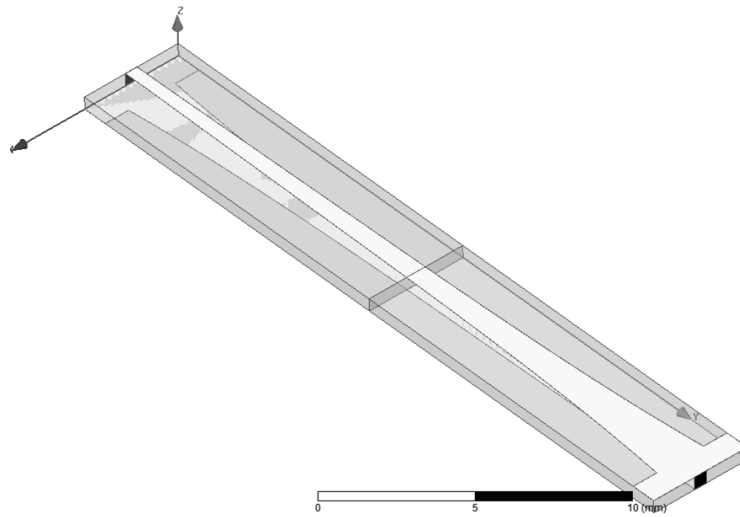


Рис. 6. Модель тандема из 2-х симметрирующих переходов

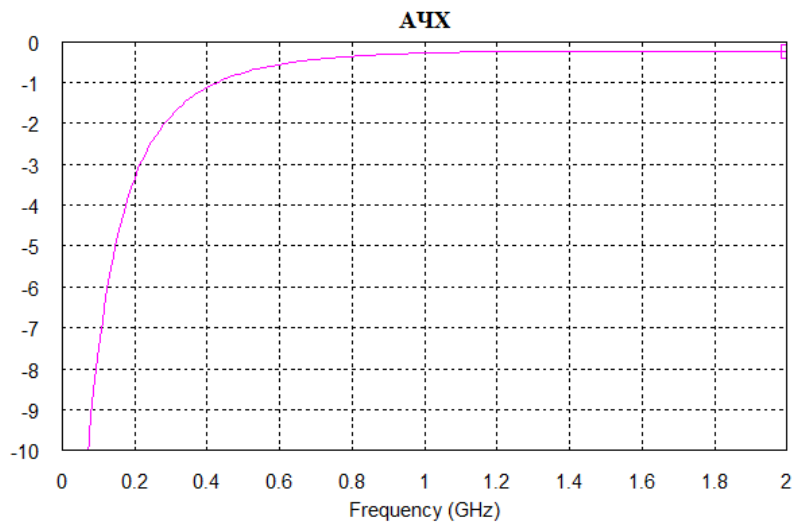


Рис. 7. АЧХ тандема из 2-х симметрирующих переходов

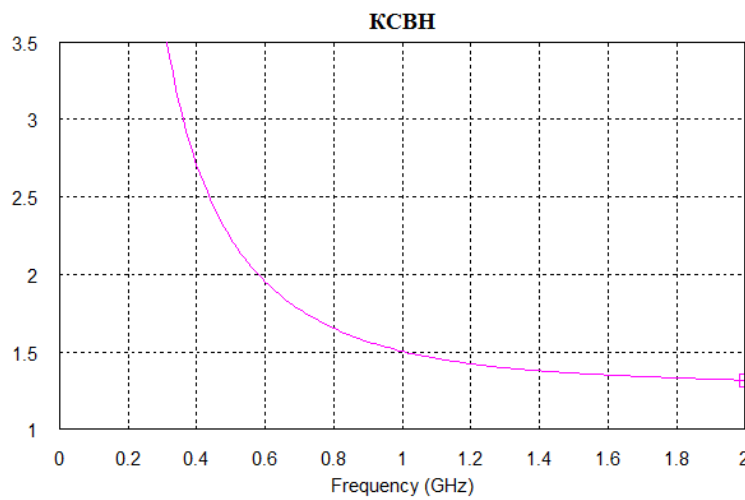


Рис. 8. КСВН тандема из 2-х симметрирующих переходов

Далее была реализована масштабная модель смесителя, конструкция которой представлена на рис. 9 и рис. 10.

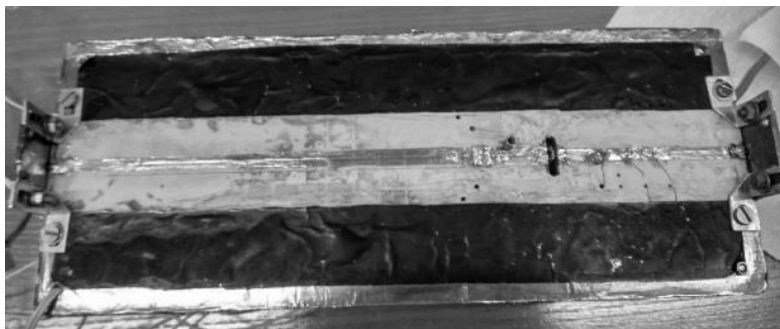


Рис. 9. Макет смесителя (вид с лицевой стороны платы)



Рис. 10. Макет смесителя (вид с обратной стороны платы)

Результаты измерений параметров этого смесителя: частотных зависимостей развязок, а также коэффициента передачи в ДРЧ тракта ВИС и тракта сигнала ПЧ приведены на рис. 11-18.

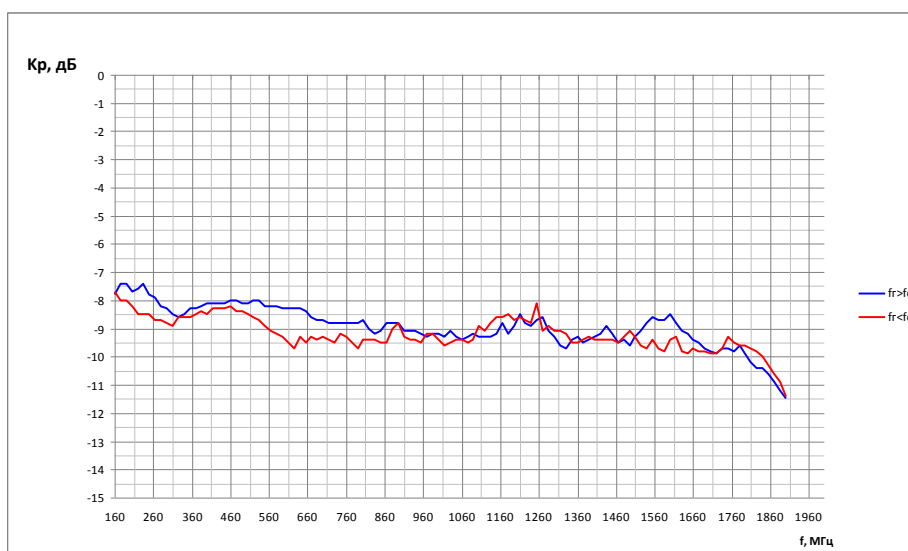


Рис. 11. Зависимость потерь преобразования макета смесителя от частоты ВИС при $f_{пч} = 56$ МГц

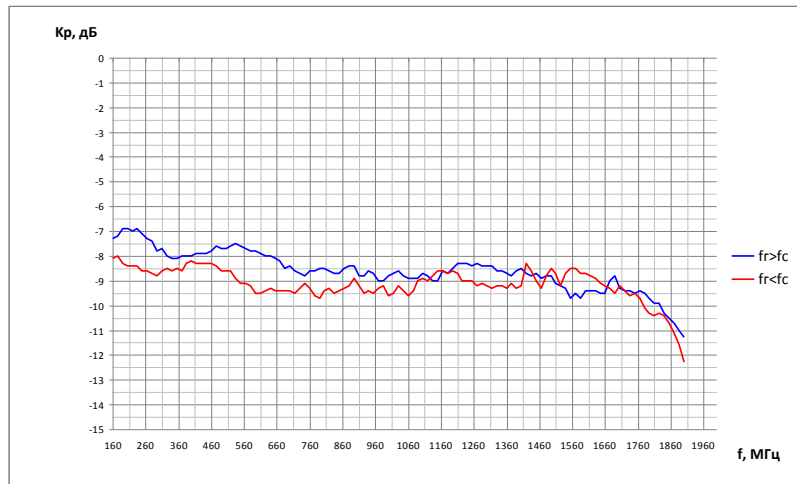


Рис. 12. Зависимость потерь преобразования макета смесителя от частоты ВИС при $F_{пч} = 67$ МГц

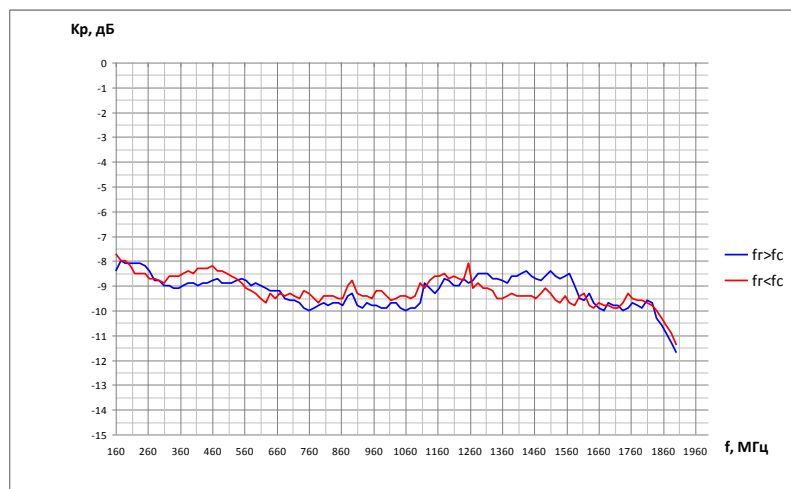


Рис. 13. Зависимость потерь преобразования макета смесителя от частоты ВИС при $F_{пч} = 78$ МГц

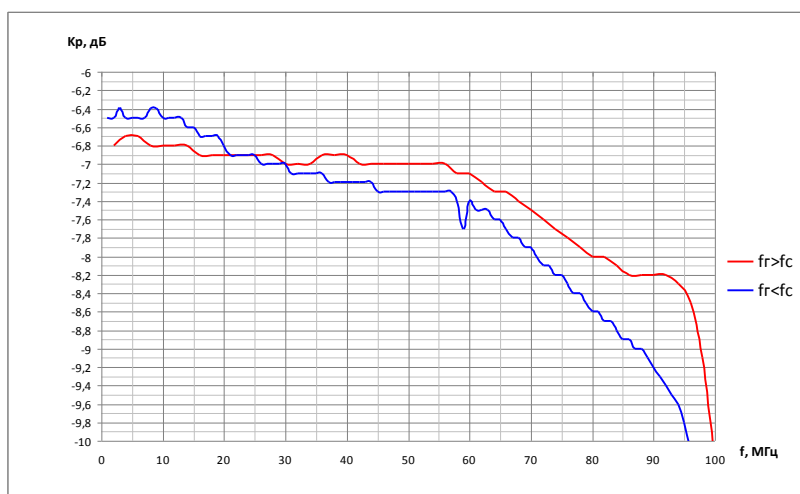


Рис. 14. Зависимость потерь преобразования макета смесителя от частоты сигнала ПЧ при частоте ВИС 300 МГц

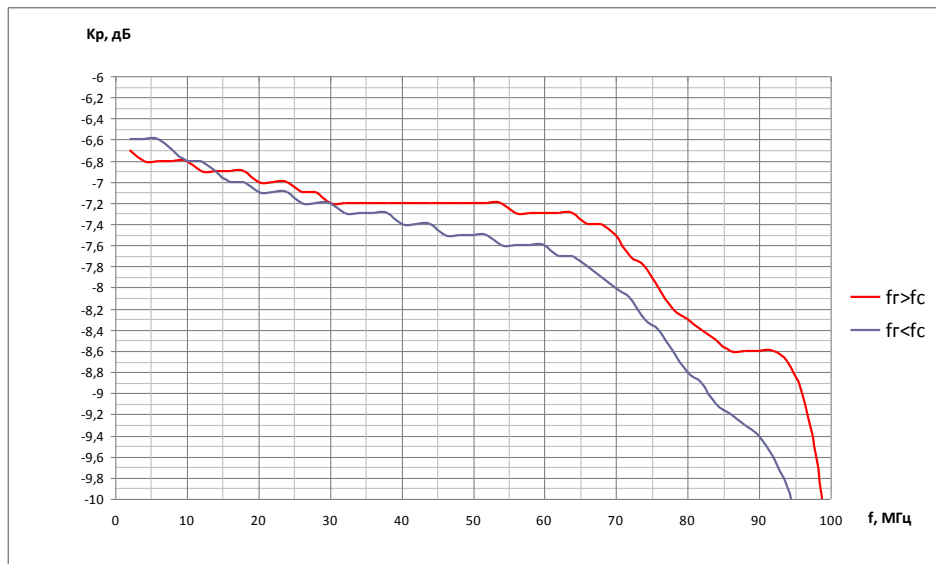


Рис. 15. Зависимость потерь преобразования макета смесителя от частоты сигнала ПЧ при частоте сигнала ВИС 400 МГц

V. Обсуждение результатов

Согласно графикам, представленным выше, масштабный макет соответствует ТЗ.

VI. Выводы и заключение

По полученным результатам экспериментов можно сделать вывод, что предложенные схемотехнические и конструктивные решения позволяют реализовать смеситель с требуемыми параметрами.

Источник финансирования. Благодарности

Авторы благодарят Ю. Н. Вольхина и А. А. Белоусова за проявленное терпение и консультации.

Список литературы

1. Вольхин Ю. Н. Широкополосный параллельный балансный смеситель // Вопросы радиоэлектроники. Серия ОТ. 2002. Вып. 1. С. 51-62.
2. Вольхин Ю. Н., Глущенко В.А., Голиков А.В., Дубровская А.А., Игнатьев М.Г., Малиновский В.В., Серебренников А.А., Янковская Ю.В. Сверхширокополосный гибридный смеситель // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: докл. 2-й Всерос. конференции, октябрь, ОмГТУ, ОАО «ЦКБА», г. Омск. 2008. С.45-51.
3. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С. И. Бахарев [и др.]; под редакцией В. И. Вольмана. М.: Радио и связь. 1982. 328 с.

АНАЛИЗ ЛЕСТНИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ОАВ РЕЗОНАТОРАХ

ANALYSIS OF LADDER FILTERS ON THIN-FILM BAW RESONATORS

Т. Н. Торгаш^{1,2}, А. Г. Козлов^{2,3}

¹*Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Россия*

²*Институт радиофизики и физической электроники
Омского научного центра СО РАН, Омск, Россия*

³*Омский государственный технический университет, Омск, Россия*

T. N. Torgash^{1,2}, A. G. Kozlov^{2,3}

¹*Omskiy Nauchno Issledovatel'skiy Institut Priborostroeniya, Omsk, Russian Federation*

²*Institute of Radiophysics and Physical Electronics Omsk Scientific Center SB RAS,
Omsk, Russian Federation*

³*Omsk State Technical University, Omsk, Russian Federation*

Аннотация – В работе рассмотрены Т- и П-образные звенья лестничных фильтров, реализованные на тонкопленочных ОАВ резонаторах с брэгговским отражателем. Резонаторы с пьезоэлектрическими пленками из оксида цинка и нитрида алюминия работают на частоте 2.8 ГГц и имеют добротность 350 и 650 единиц соответственно. Проведены аналитические исследования электрических характеристик лестничных фильтров. Показано, что на основе резонаторов с относительным резонансным промежутком, равным 0.3...0.44 %, можно получить лестничные фильтры с относительной полосой пропускания порядка 1 %. Минимальные вносимые потери фильтра наблюдаются для резонаторов с пленками из нитрида алюминия и составляют минус 2.5 дБ. Максимальное гарантированное затухание в полосе задерживания при отстройке на 10 % равно минус 51 дБ для Т-образного звена с резонаторами на основе пленок из нитрида алюминия.

Ключевые слова – объемные акустические волны, тонкопленочный резонатор, лестничный фильтр, брэгговский отражатель, амплитудно-частотная характеристика.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-200-207

I. Введение

Устройства частотной селекции СВЧ сигналов играют важную роль в современной радиоэлектронной аппаратуре. Тенденция миниатюризации СВЧ устройств привела к разработке и развитию новых элементов, а именно к созданию тонкопленочных резонаторов на основе объемных акустических волн (ОАВ). Указанные резонаторы имеют многослойную структуру и работают в диапазоне частот от 2 ГГц до 20 ГГц. Благодаря высокой выполняемости изделий, их низкой стоимости и малым габаритам, резонаторы на ОАВ имеют ряд преимуществ перед широко распространенными резонаторами на поверхностных акустических волнах [1]. Резонаторы на ОАВ обладают конструктивной и технологической совместимостью с интегральными схемами и устройствами функциональной электроники. Таким

образом, на основе тонкопленочных ОАВ резонаторов можно создавать малогабаритные и высокодобротные полосовые фильтры.

Основным элементом ОАВ резонаторов является тонкопленочный пьезоэлектрический преобразователь со структурой металл-пьезоэлектрик-металл. Для обеспечения моночастотности резонатора в его конструкции используется акустический брэгговский отражатель, представляющий собой чередующиеся четвертьволновые слои с разными значениями акустического импеданса, рис. 1. Такая структура позволяет акустически изолировать пьезоэлектрический преобразователь от влияния подложки [2, 3].

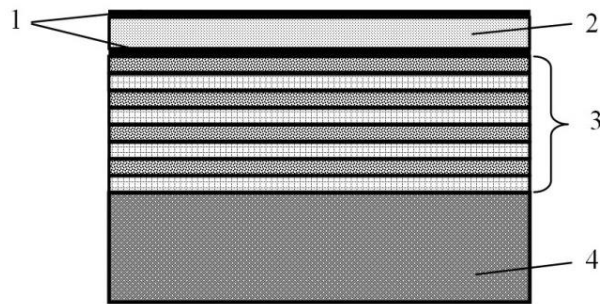


Рис. 1. Конструкция ОАВ резонатора с брэгговским отражателем:

- 1 – тонкопленочные электроды; 2 – пьезоэлектрическая пленка;
3 – брэгговский отражатель (N слоев); 4 – подложка

В качестве разнородных слоев брэгговского отражателя используют металлические (алюминий, молибден, вольфрам, титан и др.) и диэлектрические пленки (диоксид кремния, нитрид алюминия, оксид тантала и т.д.). Пьезоэлектрический преобразователь изготавливают на основе пьезоэлектрических пленок из оксида цинка и нитрида алюминия и тонкопленочных электродов из алюминия, иридия, платины и других материалов [4].

II. Постановка задачи

Несмотря на интенсивное развитие в области создания тонкопленочных ОАВ резонаторов, до настоящего времени остаются открытыми вопросы, касающиеся проектирования и прогнозирования характеристик полосовых фильтров на основе тонкопленочных ОАВ резонаторов. При построении фильтров на основе многослойных структур ОАВ резонаторов необходимо учитывать ряд особенностей, связанных с конструкцией резонаторов и способом их соединения между собой в структуре фильтра. Часто в схеме фильтра используют дополнительные пассивные элементы. Для изготовления малогабаритных фильтров необходимо использовать возможность создания этих пассивных элементов в одном технологическом цикле совместно с резонатором. Экспериментальные исследования по решению представленных вопросов сопровождаются большими временными и материальными затратами. Одним из путей решения данных вопросов, позволяющим уменьшить затраты, является математическое моделирование. Оно позволяет прогнозировать параметры фильтра и проектировать фильтр на основе экспериментально полученных характеристик тонкопленочных ОАВ резонаторов с брэгговским отражателем.

Поэтому целью данной работы является анализ электрических характеристик Т- и П-образных звеньев лестничных фильтров с тремя ОАВ резонаторами на основе экспериментальных характеристик резонаторов.

III. Методика эксперимента

Для исследования электрических характеристик Т- и П-образных звеньев лестничного фильтра проводилось моделирование электрических схем фильтров с использованием экспериментально полученных характеристик тонкопленочных ОАВ резонаторов с брэгговским отражателем. Для этого сначала проводилось проектирование и изготовление резонаторов, а затем измерялись их электрические характеристики. Используя эквивалентную электрическую схему замещения резонатора сосредоточенными элементами на основе классической модели Баттерворта-ван Дейка, рис. 2, определяли параметры электрической схемы резонатора. Далее выбирали схему фильтра и место включения резонатора, определяли электрические параметры остальных элементов в схеме фильтра по формулам, описанным в [5]. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтров получали методами схемотехнического моделирования.

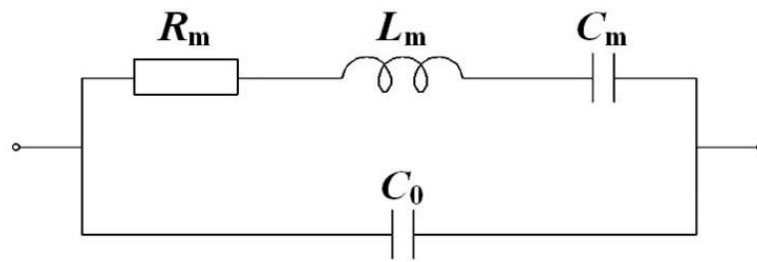


Рис. 2. Классическая эквивалентная электрическая схема резонатора по модели Баттерворта-ван Дейка

Номиналы элементов классической эквивалентной электрической схемы модели Баттерворта-ван Дейка можно определять из экспериментально полученных характеристик резонатора по следующим формулам [6]:

$$C_0 = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{l_{el} b_{el}}{d_{pz}}$$

$$C_m = C_0 \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right]$$

$$L_m = \frac{1}{C_m (2\pi f_s)^2}$$

$$R_m = \frac{2\pi L_m f_s}{Q_s}$$

где C_0 – статическая емкость; ε_0 – электрическая постоянная; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала пьезоэлектрического слоя; d_{pz} – толщина пьезоэлектрического слоя; l_{el} , b_{el} , d_{el} – длина, ширина и толщина тонкопленочного электрода соответственно; C_m – динамическая емкость; f_p – частота параллельного резонанса; f_s – частота последовательного резонанса; L_m – динамическая индуктивность; R_m – динамическое сопротивление; Q_s – добротность резонатора на частоте f_s .

IV. Результаты и их обсуждение

В работе представлены результаты моделирования основных типов звеньев лестничных фильтров с использованием экспериментальных характеристик тонкопленочных ОАВ резонаторов с брэгговским отражателем на основе пьезоэлектрических пленок из оксида цинка и нитрида алюминия. Брэгговский отражатель сформирован на основе пяти пар слоев пленок молибдена и алюминия. Основные параметры резонаторов представлены в табл. 1. Рабочая частота резонаторов составляет 2.8 ГГц, а резонансный промежуток равен 9.4 МГц и 12.3 МГц для пленок оксида цинка и нитрида алюминия соответственно.

Таблица 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЫТНЫХ ОБРАЗЦОВ РЕЗОНАТОРОВ С БРЭГГОВСКИМ ОТРАЖАТЕЛЕМ

№ образца	Материал пьезослоя	f_s , ГГц	f_p , ГГц	Δf , МГц	Q	C_0 , пФ	C_m , фФ	L_m , нГн	R_m , Ом
1	AlN	2.766	2.7783	12.3 (0.44 %)	650	2.27	20	165	4.4
2	ZnO	2.837	2.8464	9,4 (0.33 %)	350	3.03	20	157	8.0

Рассмотрим основные звенья лестничных фильтров на основе тонкопленочных ОАВ резонаторов, включающие в себя Т-образное и П-образное звено с резонаторами в каждом плече.

Электрическая схема Т-образного звена с тремя резонаторами и дополнительными емкостными элементами (C_1 и C_2) представлена на рис. 3. Резонаторы SMR1и SMR2 замещаем эквивалентной электрической схемой, показанной на рис. 2. Рассчитанные номиналы элементов такого Т-образного звена записаны в табл. 2. Обозначения: f_0 – центральная частота фильтра, $(\Delta f / f_0)_{злб}$ – относительная полоса пропускания фильтра, ВП – вносимые потери, ГЗ – гарантированное затухание в полосе задерживания при отстройке на 10 %, Z_m – характеристическое сопротивление фильтра. Используя методы схемотехнического моделирования, были получены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) Т-образного звена, рис. 4.

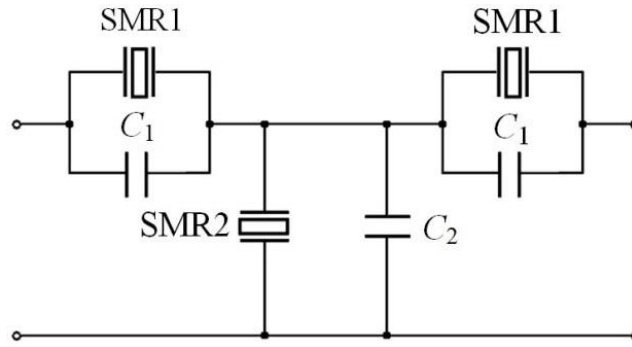


Рис. 3. Электрическая схема Т-образного звена с тремя ОАВ резонаторами (SMR1, SMR2)

Таблица 2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ Т-ОБРАЗНОГО ЗВЕНА ЛЕСТНИЧНОГО ФИЛЬТРА НА ОАВ РЕЗОНАТОРАХ

№ образца	f_0 , ГГц	$(\Delta f / f_0)_{3дБ}$, %	ВП, дБ	ГЗ, дБ	C_1 , пФ	C_2 , пФ	Z_m , Ом
1	2.8115	1.2	-2.6	-51	0.1	0.78	90.4
2	2.809	0.9	-6.9	-41	0.1	0.35	50.4

Амплитудно-частотная характеристика Т-образного звена с тремя резонаторами на основе пьезоэлектрических пленок из нитрида алюминия имеет узкую полосу пропускания (до 1.2 %), минимальные вносимые потери равные минус 2.6 дБ и большое затухание в полосе задерживания при отстройке на 10 % составляет минус 51 дБ. Электрическая схема данного звена является высокоомной. Для использования указанного типа звеньев с нагрузкой необходимо использовать приставки для согласования. Отметим, что максимальная относительная полоса пропускания для данного звена ограничивается 1.2 % для тонкопленочных резонаторов на пленках из нитрида алюминия.

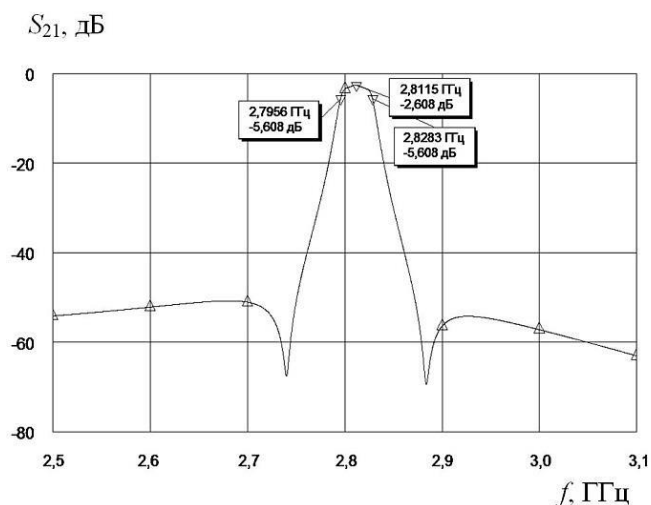


Рис. 4. Рассчитанная АЧХ Т-образного звена с тремя ОАВ резонаторами.
Тип резонатора: образец № 1

На рис. 5 показана электрическая схема П-образного звена с тремя резонаторами, содержащая дополнительные емкостные элементы (C_1 и C_2). Рассчитанные номиналы элементов П-образного звена с учетом параметров резонаторов представлены в табл. 3, типичная АЧХ фильтра показана на рис. 6.

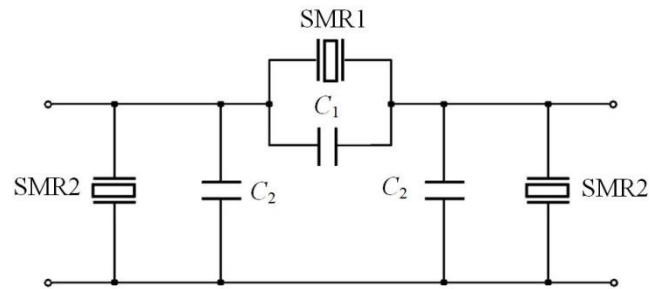


Рис. 5. Электрическая схема П-образного звена с тремя ОАВ резонаторами (SMR1, SMR2)

Таблица 3

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ П-ОБРАЗНОГО ЗВЕНА
ЛЕСТНИЧНОГО ФИЛЬТРА НА ОАВ РЕЗОНАТОРАХ**

№ образца	f_0 , ГГц	$(\Delta f / f_0)_{3дБ}$, %	ВП, дБ	ГЗ, дБ	C_1 , пФ	C_2 , пФ	Z_m , Ом
1	2.776	1	-2.5	-35.9	0.1	0.76	66
2	2.773	1	-4.3	-34.8	0.1	0.1	79

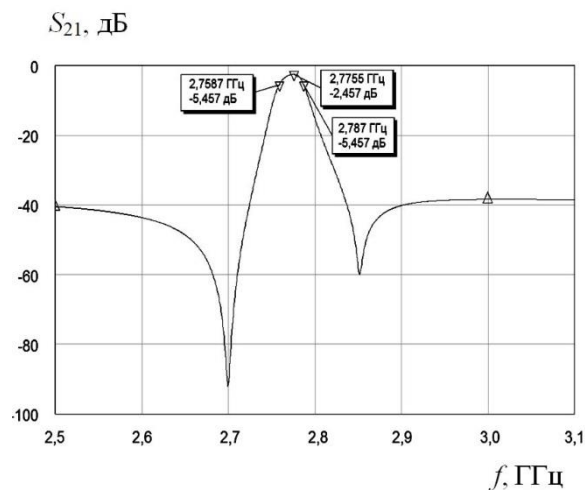


Рис. 6. Рассчитанная АЧХ П-образного звена на основе трех ОАВ резонаторов.

Тип резонатора: образец № 1

Амплитудно-частотная характеристика П-образного звена с тремя резонаторами на основе пьезоэлектрических пленок из нитрида алюминия имеет узкую полосу пропускания (до 1 %), минимальные вносимые потери, равные минус 2.5 дБ, и большое затухание в полосе задерживания при отстройке на 10 % составляет минус 35.9 дБ. Электрическая схема

данного звена также является высокоомной. Для использования указанного типа звеньев с нагрузкой необходимо использовать приставки для согласования. Отметим, что максимальная относительная полоса пропускания для данного звена ограничивается 1 % для тонкопленочных ОАВ резонаторов на основе пленок из нитрида алюминия и оксида цинка.

Таким образом, проведенные исследования показали возможность создания на основе тонкопленочных ОАВ резонаторов устройств частотной селекции на частоту 2.8 ГГц с относительными полосами пропускания порядка 1 %, выполненных по лестничным схемам. Исходя из полученных результатов, для построения лестничных фильтров на основе тонкопленочных ОАВ резонаторов перспективной является конструкция резонатора с пьезоэлектрическими пленками из нитрида алюминия.

V. Выводы и заключение

1. Изготовлены опытные образцы тонкопленочных ОАВ резонаторов с брэгговским отражателем на основе 5 пар слоев молибдена и алюминия и исследованы их характеристики. Резонаторы выполнены на основе пьезоэлектрической пленки из нитрида алюминия и оксида цинка, работают на частоте 2.8 ГГц и имеют добротность 650 и 350 единиц соответственно.

2. Проведено моделирование Т- и П-образных звеньев лестничных фильтров и исследованы их характеристики. Получены узкополосные фильтры с относительной полосой пропускания до 1.2 %.

3. Тонкопленочные ОАВ резонаторы с брэгговским отражателем могут быть использованы для создания узкополосных лестничных фильтров по Т- и П-образным схемам. При этом для минимизации потерь в полосе пропускания целесообразно использовать резонаторы, изготовленные на основе пленок из нитрида алюминия.

4. Полученные результаты будут полезны разработчикам СВЧ устройств на основе ОАВ резонаторов.

Источник финансирования

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН в соответствии с Программой ФНИ ГАН на 2013-2020 годы (номер госрегистрации проекта в системе ЕГИСУ НИОКТР АААА-А19-119052890058-2).

Список литературы

1. Мансфельд Г. Д., Гуляев Ю. В. Резонаторы и фильтры сверхвысоких частот на объемных акустических волнах: современное состояние и тенденции развития // Радиотехника. 2003. С. 42–54.

2. Capilla J., Olivares J., Clement M., Sangrador J., Iborra E., Felmetzger V., Devos A. Ta₂O₅/SiO₂ insulating acoustic mirrors for AlN-based X-band BAW resonators // IEEE Ultrasonics Symposium. 2011. P. 1704–1707.

3. Ruby R., Jose S. Review and Comparison of Bulk Acoustic Wave FBAR, SMR Technology // IEEE Ultrasonics Symposium. 2007. P. 1029–1040.

4. Танская Т. Н., Зима В. Н., Козлов А. Г. Сравнительный анализ технологии изготовления и характеристик тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: доклады VI Всерос. науч.-техн. конф., апрель 2016 г. Омск: ОмГТУ, АО «ЦКБА», 2016. С. 355–367.

5. Matthaei G. L., Young L., Jones E. M. T. Microwave filters, Impedance-matching Networks, and Coupling Structures // Artech House, Inc. 1980. 1096 p.

6. Dutta J., Singh A. V., Singhal S., Upadhayay M. D. Design and Simulation of a Zinc Oxide Thin Film Bulk Acoustic Resonator Filter for 2.6 GHz Band Applications // IETE Journal of Research. Published online: 24 Jul 2015.

УДК 004.942

ВЛИЯНИЕ МОРФОЛОГИИ ПОВЕРХНОСТИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ СВЧ НА ЕЁ ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

THE INFLUENCE OF SURFACE MORPHOLOGY OF THE MICROSTRIP SHF LINE ON ITS TRANSFER CHARACTERISTICS

Н. А. Торхов^{1,2,3}, А. А. Коколов²

¹Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов, Томск, Россия

²Томский университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

³Томский государственный университет, Томск, Россия

N. A. Torkhov^{1,2,3}, A. A. Kokolov²

¹Research Institute of Semiconductor Devices, 634034, Tomsk, Russia

²Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Russia

³Tomsk State University, 634050, Tomsk, Russia

Аннотация - Определены основные критерии морфологии поверхности 50-омных Au/i-GaAs{100} микрополосковых копланарных СВЧ-линий передач, влияющие на активное сопротивление их скин-слоя и индуктивность L . Значения пределов локальных приближений L для активных сопротивлений составило $L(R) \approx 800$ мкм, для индуктивности – $L(L) \approx 400$ мкм.

Ключевые слова - линии СВЧ, скин-эффект, морфология поверхности, S-параметры рассеяния, компактная модель

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-207-214

I. Введение

В аномальном скин-эффекте условия $\delta \ll l_{ball}$ и $\delta \ll v_F/\omega$ приводят к возникновению в скин-слое толщиной δ пространственной и частотной дисперсий сверхвысококачественных

(СВЧ) электромагнитных колебаний (СВЧ-сигнал), нарушению закона Ома ($\mathbf{j} \neq \sigma \mathbf{E}$). Здесь $l_{ball} = v_F \times \tau_{ball}$ – среднее значение длины свободного (баллистического) пробега низкоэнергетических (< 1 эВ) электронов (при нормальных условиях $l_{ball} \sim 1000$ нм, рис. 1, а) [1]), определяемой временем их баллистического переноса в однородном металлическом образце τ_{ball} – ballistic time, $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота, а v_F – “фермиевская” скорость. Увеличение частоты f СВЧ-сигнала при нормальных и пониженных температурах приводит к уменьшению глубины проникновения СВЧ поля под поверхность проводника $\delta \sim \omega^{-1/3}$ (поперечных размеров скин-слоя), увеличению его активного сопротивления R и уменьшению индуктивности L линии передачи [2]. При этом функциональные зависимости $R=R(f)$ и $L=L(f)$ в аномальном скин-эффекте во многом определяются состоянием металлической поверхности, при том, что значение поверхностного импеданса ζ ($\text{Re}\zeta=R$) её скин-слоя практически не зависит от характера рассеяния электронов на кристаллической решетке [3].

Исследования размерных (перколяционных) эффектов на постоянных и переменных электрических токах в металлических тонкопленочных системах были связаны в основном с изучением влияния их поперечных (перпендикулярно поверхности – плоскости (x, y)) размеров на особенности токопрохождения [4]. Между тем используемые в производстве электронных приборов реальные металлические пленки имеют значительные латеральные (в плоскости (x, y)) неоднородности, так как образованы мозаичной структурой кристаллитов нанозерен размерами 20-500 нм, разделенных между собой плохо проводящими промежутками – модель Маядаса-Шатцкеса [5]. В этом случае для относительно толстых 3-10 мкм металлических пленок размеры их латеральных неоднородностей могут достигать сотен микрометров [6], а нормальных (определяемых высотой неровностей рельефа) – сотен нанометров, которые для частот > 10 ГГц уже соизмеримы с толщиной скин-слоя (например, для золота Au $\delta(f=20 \text{ ГГц}) \approx 550$ нанометров, рис. 1, b) [7]).

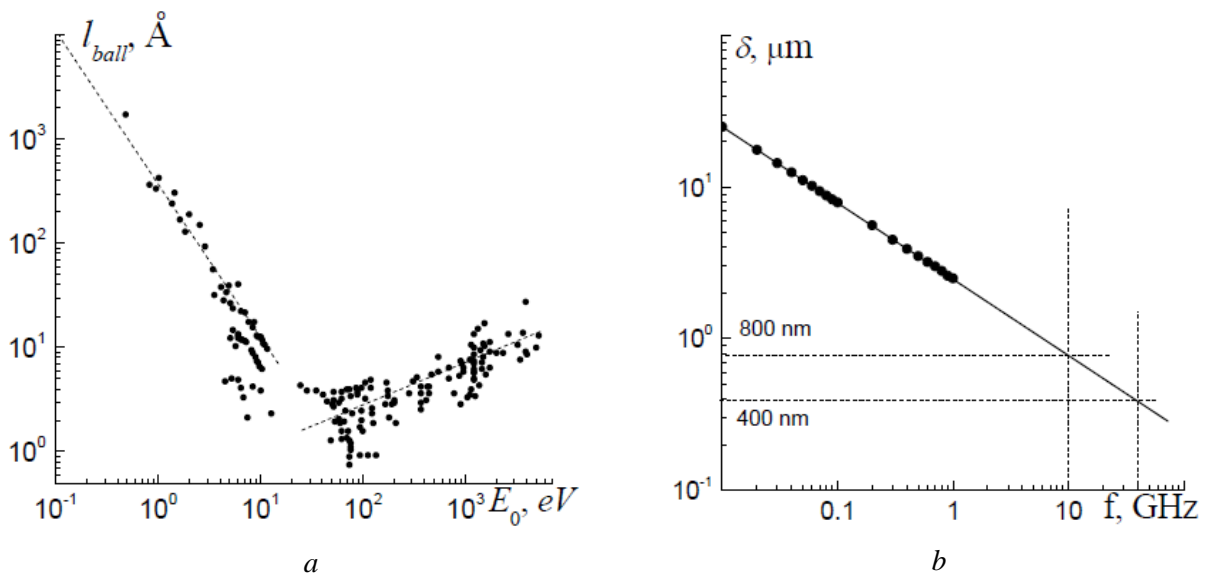


Рис. 1. Зависимость от энергии длины свободного пробега l_{ball} электронов для 3d (Fe-Cu) 5d (Pt Au) металлов [1] – а); частотная зависимость толщины скин-слоя δ – б)

Из физических соображений следует, что такие латеральные неоднородности могут оказывать значительное влияние на движение электронов в скин-слое металлической пленки из-за их рассеяния на границах зерен, а также и на неровностях поверхности, что должно неизбежно отразиться на параметрах аномального скин-эффекта и, как результат, на качестве прохождения СВЧ-сигнала.

Пространственное распределение таких неоднородностей в реальных металлических системах хорошо описывается математическим аппаратом фрактальной геометрии. Известно [8], что пределы локальных приближений L – линейные размеры, до которых тонкопленочные металлические системы проявляют свойства статистически фрактальных объектов, могут достигать сотен микрометров, что соизмеримо с длинами микрополосковых линий передач в интегральных схемах.

Таким образом, представляет значительный научно-практический интерес в проведении исследований по изучению влияния геометрии поверхностей металлических пленок на характер распространения в них СВЧ-сигналов.

II. Объекты исследований и методика эксперимента

Исследование влияния геометрии Au-поверхности копланарных линий (КЛ) СВЧ-передач на их приборные характеристики в частотном диапазоне 0.1-50 ГГц осуществлялось с использованием понятий меры M , метрических $\mathfrak{R}(X, \rho)$ (состоящих из некоторого множества $X=\{x_i\}$, в котором определено расстояние ρ между любой парой элементов с аксиомами треугольника, симметрии и нулевого расстояния) и нормированных линейных функциональных $S(\mathfrak{R}, M)$ пространств (далее – функциональных пространств), позволяющих с единых позиций рассматривать скалярные и векторные величины, непрерывные функции и числовые последовательности.

Объектами исследований являлись 50-омные микрополосковые копланарные линии (КПЛ) шириной $W=50$ мкм и длинами l_w : 100, 200, 400, 800, 1600 и 3200 мкм, выполненные гальваническим золотом Au толщиной $d=3$ мкм с тонким адгезионным подслоем ванадия на полуизолирующей подложке арсенида галлия GaAs{100} толщиной $h=350$ мкм (рис. 2, *a*). Расстояние между “сигнальной” и “земляными” копланарными линиями составляло $S_w=36$ мкм. Топологическая размерность КПЛ равнялась единице $D_T=1$.

В виду того, что КПЛ образована совокупностью различных конструктивных элементов (“земляные” и “сигнальные” металлические линии, полупроводниковая подложка), её СВЧ характеристики удобно изучать с использованием компактной модели в виде эквивалентной схемы (ЭС), состоящей из совокупности эквивалентных элементов и электрических связей между ними (рис. 2, *b*). Пассивные элементы R и L описывают последовательное сопротивление и индуктивность непосредственно КПЛ, а элементы C и G – емкость и проводимость подложки.

Измерения геометрии рельефа $h(x,y)$ и фазового контраста $\theta(x,y)$ поверхности металлических пленок осуществлялись на высоковакуумном атомно-силовом микроскопе (АСМ)

“Solver-HV” производства NT-MDT (Москва, г. Зеленоград) с использованием кантилевера марки NSG10. Радиус закругления острия иглы, покрытого карбидом вольфрама W_2C , составлял $r \approx 35$ нм. АСМ-измерения проводились в полуконтактном режиме сканирования с использованием двухпроходной методики при разрешении 256 пикселей по кадровой и строчной разверткам.

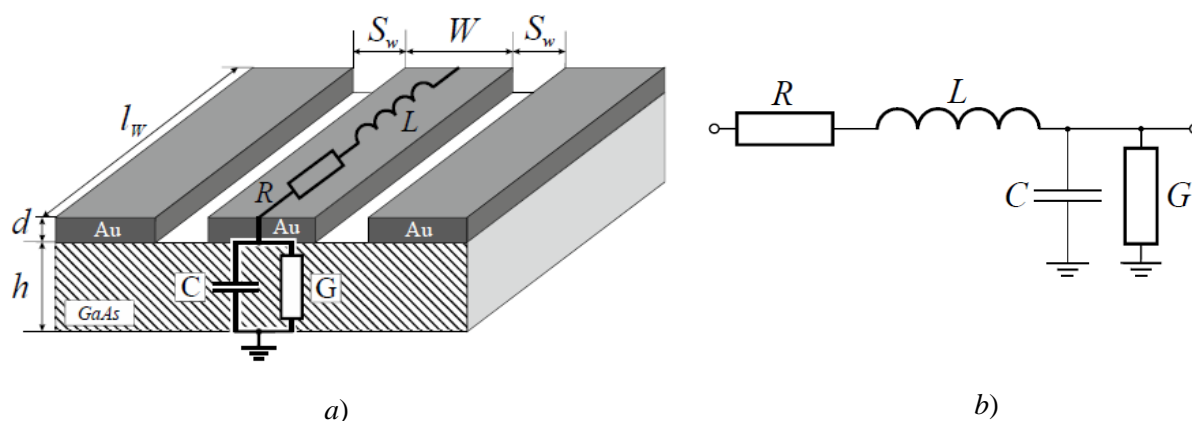


Рис. 2. Конструкция КПЛ – а); её малосигнальная эквивалентная схема – б)

Измерения малосигнальных S-параметров КПЛ в частотном диапазоне 0.1-50 ГГц выполнялись с использованием векторного анализатора цепей PNA-X N5245A производства Keysight Technologies на полуавтоматической зондовой станции Summit 12000 производства Cascade Microtech. Калибровка измерительных трактов портов осуществлялась по S-параметрам согласованием на проход (“Thru”), на нагрузку 50 Ом (Load), на холостой ход (“Open”) и на короткое замыкание (“Short”). После этого проводилась процедура дэ-эмбединга (de-embedding) измеренных S-параметров.

Хаусдорфова размерность D_H метрического пространства \mathfrak{R} рельефа поверхности КПЛ определялась методом подсчета кубов. Для самоподобных объектов в локальном приближении ($l_w < L$) Хаусдорфова размерность равна фрактальной размерности D_f (1), а в глобальном ($l_w \geq L$) приближении – топологической размерности объекта D_T .

$$D_f = D_T + D_S = 1 + \ln(\eta) / \ln(\zeta), \quad (1)$$

где D_S – размерность подобия, определяемая путем подсчета относительного увеличения количества островков M (мер) в $\eta = M_0 / M_k$ раз при относительном уменьшении линейных размеров измерительного масштаба (длины l_w) в $\zeta = l_{w,0} / l_{w,k}$ раз [9].

Согласно [10] значения D_f определенных на \mathfrak{R} размерностей функциональных пространств активных сопротивлений $S(M \equiv R)$ и индуктивностей $S(M \equiv L)$ находились аналогичным методом (1), но только в качестве мер M выбирались значения функционалов активных сопротивлений $M \equiv R$ и индуктивностей $M \equiv L$ копланарных линий.

III. Результаты экспериментов

Согласно рис. 3а размер неровностей рельефа исследуемого 5×5 мкм² участка поверхности КПЛ при среднем значении шероховатости $\Delta h > 100$ нм может заметно превышать $h > 400$ нм, что соизмеримо с толщиной скин-слоя ($\delta(f=20 \text{ ГГц}) \approx 550$ нм). Из общих физических соображений понятно, что рассеяние электронов на таких неровностях поверхности будет оказывать значительное влияние на распространение СВЧ-сигнала.

О характере распределения неровностей рельефа можно судить по контурному изображению исследуемого участка поверхности, полученного трассировкой неровностей рельефа рис. 3б. Анализ контурных изображений показал, что они образованы вложенными друг в друга меньшими по размеру статистически самоподобными элементами предыдущих уровней подобия.

По АСМ-изображениям фазовых контрастов $\theta(x, y)$ можно судить о характере латерального расположения зерен (геометрии зеренной субструктуры). Согласно статистическому анализу золотая пленка КПЛ образована четырьмя множествами зерен, средние размеры d_x которых приблизительно составляют 53, 72, 108 и 133 нм и которые значительно меньше не только толщины скин-слоя

$$d_x \ll \delta(f=20 \text{ ГГц}), \quad (2)$$

но и среднего значения длины баллистического пробега электронов в однородном образце:

$$d_x \ll l_{ball}. \quad (3)$$

Неравенство (3) означает, что длина свободного пробега электронов l_{ball} в исследуемых образцах ограничена размерами кристаллитов (зерен) и можно записать, что для исследуемых образцов $l_{ball} \approx d_x$. Таким образом, получается, что в используемом частотном диапазоне $l_{ball} \ll \delta$ и аномальный скин-эффект в исследуемых КПЛ переходит в нормальный. Понятно, что геометрия расположения зерен в золотой пленке КПЛ также будет влиять на характер рассеяния электронов и, как следствие, на качество распространения СВЧ-сигнала.

Фрактальные размерности метрических пространств \mathfrak{R} рельефа поверхности D_{fs} и зеренной субструктуры D_{fg} , определенные методом подсчета кубов, составили $D_{fs} = 2.11 \pm 0.08$ и $D_{fg} = 2.46 \pm 0.07$ соответственно.

Таким образом, распределения центров рассеяния в виде неровностей рельефа и границ зерен описываются разными законами фрактальной геометрии, которые, как ожидается, будут определять интегральные характеристики электронного тока в скин-слое и, в конечном итоге, качество распространения СВЧ-сигнала в КПЛ.

Рассмотрим, как же все-таки прохождение СВЧ-сигнала связано с фрактальной субструктурой КПЛ.

Частотные зависимости малосигнальных S-параметров рассеяния, исследуемых КПЛ длинами $l_w = 100, 200, 400, 800, 1600$ и 3200 мкм в частотном диапазоне $0.1-50$ ГГц, представлены на диаграммах Смита (рис. 4). Центральное расположение $S_{11}(f)$ и $S_{22}(f)$ подтверждает, что разработанные КПЛ обладают 50-омным волновым сопротивлением.

Для интерпретации полученных результатов рассмотрим восстановленные (экстрагированные) значения параметров (таб. 1) элементов малосигнальной ЭС КПЛ (рис. 2b).

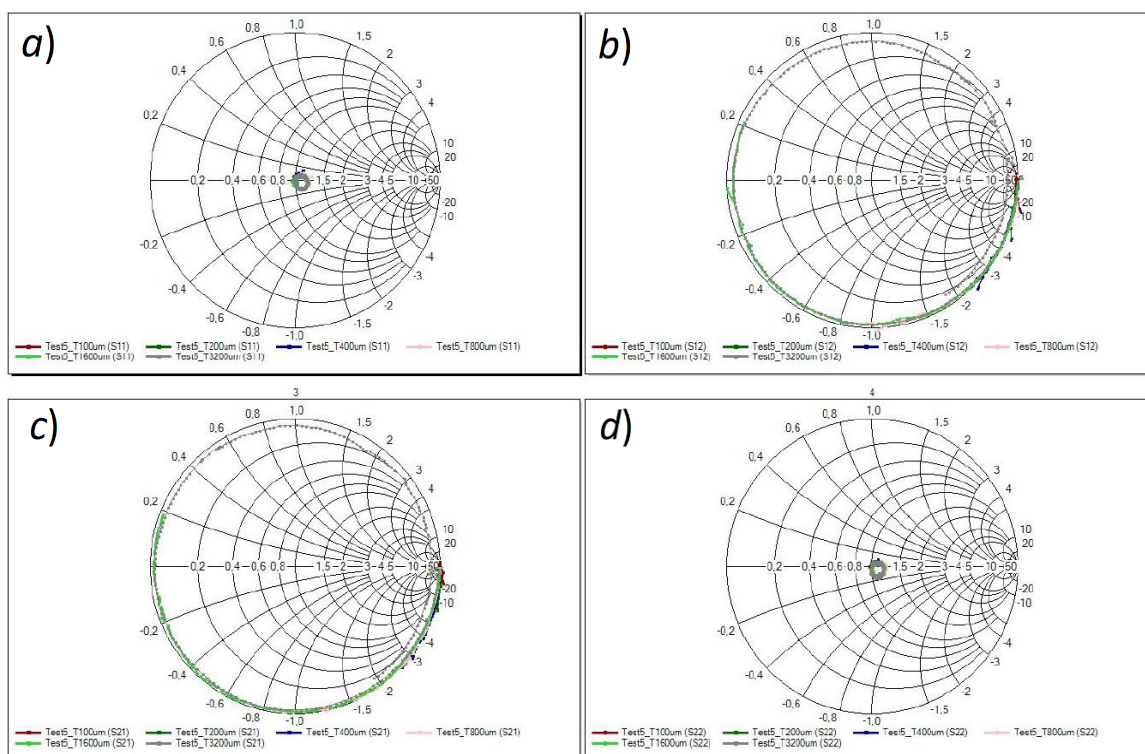


Рис. 4. Малосигнальные параметры рассеяния КПЛ длинами $l_w=100, 200, 400, 800, 1600$ и 3200 мкм в частотном диапазоне $0.1 - 50$ ГГц: S_{11} – a), S_{12} – b), S_{21} – c), S_{22} – d)

Из таб. 1 хорошо видно, что значения последовательного сопротивления скин-слоя R некоторых значений $l_w < L \approx 800$ мкм (так называемое локальное приближение) изменяются непропорционально изменению длины КПЛ l_w . С точки зрения последовательных сопротивлений R это говорит о нарушении закона Ома для участка цепи, что могло бы указывать на присутствие аномального скин-эффекта, если бы не результаты АСМ-измерений, подтверждающие наличие в исследуемых КПЛ условий для реализации нормального скин-эффекта в используемом частотном диапазоне. При $l_w \geq L$ (глобальное приближение) значения последовательных сопротивлений R изменяются практически пропорционально изменению длины l_w .

Особенно сильно в локальном приближении при $l_w < L \approx 400$ мкм размерные эффекты проявляются для параметра L . В глобальном приближении ($l_w \geq L$) индуктивность L увеличивается практически пропорционально увеличению длины КПЛ l_w .

Таким образом, можно предположить, что наблюдаемые размерные эффекты могут быть связаны с фрактальной геометрией субструктуры металлизации КПЛ.

Определение размерностей подобия D_S функциональных пространств последовательных сопротивлений $S(R)$ и индуктивностей $S(L)$ показало наличие у них значений $D_f = 1 + D_S$, значительно отличающихся от топологических $D_T = 1$, что совместно с линейными зависимостями $\ln(R_0/R_k)$ и $\ln(L_0/L_k)$ от $\ln(l_{w,0}/l_{w,k})$ указывает на присутствие у них фрактальных свойств.

Согласно полученным результатам для функционального пространства сопротивлений $S(R)$ в глобальном приближении при $l_w \geq L$ изменение l_w практически не приводит к значи-

тельному изменению значений $D_f(R) \approx 2 \pm 0.08$ (таб. 1). Это указывает на то, что активное сопротивление КПЛ на СВЧ сигнале ($f=20$ ГГц) во многом определяется двумерной геометрией распределения неровностей рельефа поверхности скин-слоя, влияющей на латеральные процессы рассеяния электронов. Близкие к $D_f(R)$ функционального пространства $\mathbf{S}(R)$ значения $D_{fs}=2.11$ метрического пространства \mathfrak{R} подтверждают это.

Таблица 1

**ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ЛИНЕЙНОЙ
ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ЛИНИИ СВЧ (НА ЧАСТОТЕ $F=20$ ГГц)**

Длина СВЧ-линии $l_w, \mu m$	Сопротивление		Индуктивность		Емкость	Проводимость
	R, Ω	$D_S(R)$	L, H	$D_S(L)$	C, fF	$G, 1/\Omega$
100	0.12	1.28	1.24×10^{-10}	1.42	1.41	1.44E-6
200	0.18	1.24	7.19×10^{-10}	1.14	2.90	3.00E-6
400	0.28	1.20	1.96×10^{-9}	1.03	5.76	5.81E-6
800	0.69	1.16	4.23×10^{-9}	0.99	12.03	1.11E-5
1600	1.65	1.06	8.12×10^{-9}	1.05	22.54	2.87E-5
3200	3.43	1.04	1.68×10^{-8}	1.03	44.72	5.01E-5

В локальном приближении при $l_w < L$ уменьшение l_w приводит к заметному увеличению значений $D_f(R) > 2$, что указывает на возрастающую роль зеренной субструктуры на процесс рассеяния электронов. Растущие значения $D_f(R)$ подтверждают это положение.

Для функционального пространства индуктивностей $\mathbf{S}(L)$ уменьшение длины КПЛ l_w менее 400 мкм приводит к значительному увеличению значений $D_f(L)$ (от $D_f(L) \approx 2$ при $l_w \geq 400$ мкм до $D_f(L) = 2.42$ для $l_w = 100$ мкм). Это указывает на значительную роль двумерных для $l_w \geq L$ (глобальное приближение) и трехмерных для $l_w < L$ (локальное приближение) эффектов в формировании индуктивности КПЛ, что не является тривиальным. Близость значения $D_f(L) = 2.42$ функционального пространства $\mathbf{S}(L)$ со значением $D_{fg} = 2.46$ метрического пространства \mathfrak{R} зерен подтверждает то, что на масштабах менее 400 мкм на формирование индуктивности КПЛ оказывают влияние и трехмерные особенности зеренной субструктуры приповерхностной области КПЛ.

IV. Выводы и заключение

Определено влияние фрактальной геометрии поверхности золотой металлизации на аномальный скин-эффект, активное сопротивление скин-слоя R и индуктивность L КПЛ в частотном диапазоне до 50 ГГц.

Было получено, что зеренная субструктура металлизации и неоднородности рельефа поверхности КПЛ являются причиной возникновения дополнительных процессов рассеяния электронов на границах зерен, которые на частотах $f > 10$ ГГц переводят аномальный скин-эффект в нормальный.

При этом латеральное распределение неровностей рельефа и зеренной субструктуры подчиняется законам фрактальной геометрии, что определяет в локальном приближении при $l_w < L$ нелинейное поведение R и L КПЛ.

При этом нелинейная зависимость R от l_w в локальном приближении обеспечивается фрактальной геометрией рельефа поверхности и приповерхностной области КПЛ. Нелинейная зависимость индуктивности L КПЛ в локальном приближении обеспечивается двумерной и трехмерной геометрией приповерхностной области КПЛ.

Значения пределов локальных приближений L для параметра активного сопротивления составило $L(R) \approx 800$ мкм и для параметра индуктивности – $L(L) \approx 400$ мкм.

Список литературы

1. Тиньков В. А. Длина свободного пробега медленных электронов в твердом теле в зависимости от их энергии // Успехи физ. мет. 2006. № 7. С. 117–134.
2. Соколов А. В. Оптические свойства металлов. М.: Физматлит, 1961. 465 с.
3. Kaganov M. I., Contreras P. Theory of the anomalous skin effect in metals with complicated Fermi surfaces // Zh. Eksp. Teor. Fiz. 1994. Vol. 106. P. 1814–1829.
4. Латышев А. В., Юшканов А. А. Аналитическое описание скин-эффекта в металле с использованием двухпараметрического кинетического уравнения // Журнал вычислительной математики и математической физики. 2004. № 44 (10). С. 1861–1872.
5. Lucas M. S. P. Electrical conductivity of thin metallic films with unlice surfaces // J.Appl.Phys. 1965. Vol. 36(5). P. 1632–1635.
6. Angadi M. A., Udachan L. A. Electrical properties of thin nickel films // Thin Solid Films. 1981. Vol. 79, no. 2. P. 149–153.
7. Larson D. K. In Physics of Thin Films / Ed. By M. H. Francombe and R. W. Hoffman (Academic, New York). 1971. Vol. 6.
8. Антонец И. В., Котов Л. Н., Некипелов С. В., Голубев Е. А. Особенности наноструктуры и удельной проводимости тонких пленок различных металлов: ЖТФ. 2004. № 3. С. 24–27.
9. Mayadas A. F., Shatzkes M., Janak J. F. Electrical resistivity model for polycrystalline films: the case of specular reflection at external surfaces // Applied Physics Letters. 1969. Vol. 14, no. 11. P. 345–347.
10. Torkhov N. A., Babak L. I, Kokolov A. A. The Influence of AlGaN/GaN Heteroepitaxial Structure Fractal Geometry on Size Effects in Microwave Characteristics of AlGaN/GaN // HEMTs. Symmetry. 2019. Vol. 11. 1495. DOI: 10.3390/sym11121495.
11. Torkhov N., Babak L., Kokolov A., Sheyerman F. The influence of fractal geometry on anomalous skin-effect in metal systems // ITM Web of Conferences. CriMiCo'2019. 2019. Vol. 30. 07016. URL: doi.org/10.1051/itmconf /20193007016.
12. N. A. Torkhov, V. A. Novikov. Fractal Geometry of the Surface Potential in Electrochemically Deposited Platinum and Palladium Films. Semiconductors, 2009, Vol. 43 (8). P. 1071–1077.
13. Федер Е. Фракталы. М.: Мир, 1991. 260 с.
14. Torkhov N. A. Sheet Resistance of TiAlNiAu thin film metallization of ohmic contacts to nitride semiconductor structures // Semiconductors. 2019. Vol. 53 (1). P. 28–36.

**НАБЛЮДЕНИЕ НЕЛОКАЛЬНЫХ КВАНТОВЫХ СОСТОЯНИЙ
НА КРЕМНИЕВЫХ ПОВЕРХНОСТЯХ ПРИ КОМНАТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ**

**OBSERVATION OF NONLOCAL QUANTUM STATES ON SILICON SURFACES
AT ROOM TEMPERATURE**

Н. А. Торхов^{1,2}

¹ *Томский государственный университет, Томск, Россия*

² *Томский университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия*

N. A. Torkhov^{1,2}

¹ *Tomsk State University, Tomsk, Russia*

² *Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia*

Аннотация – Рассмотрение полученных результатов в рамках теории запутанных состояний позволило объяснить возможность формирования на кремниевых поверхностях методами АСМ при комнатных температурах когерентных и некогерентных электронных квантовых состояний. Так, перевод совокупности подвижных электронов в когерентное квантовое состояние позволяет сформировать на кремниевой поверхности при комнатной температуре достаточно стабильные электрически заряженные квантовые объекты, способные находиться по отношению друг к другу как в когерентном, так и в некогерентном квантовых состояниях. Суперпозиция когерентных состояний таких объектов может сопровождаться квантовыми интерференционными эффектами.

Ключевые слова – АСМ, кремний, индуцированные состояния, электрический заряд, запутанные квантовые состояния, квантовая интерференция.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-215-226

I. Введение

Обнаружение особого типа состояний квантовых систем, состоящих из нескольких N взаимодействующих подсистем в пространстве состояний размерностью N^* ($N \leq N^*$), так называемых “запутанных” состояний ψ_n (entangled states [1, 2]), характеризующих особые состояния реальных физических объектов, опровергли существовавший до недавнего времени квантовомеханический принцип локальности (близкодействия или разрывности состояния систем), согласно которому удаление квантовых подсистем друг от друга на достаточно большие расстояния должно привести к разрыву системы и утрате какой-либо связи между состояниями подсистем.

В полностью запутанном состоянии квантовая система представляет собой абсолютно когерентную квантовую суперпозицию N исходных макроскопически различимых чистых квантовых состояний подсистем ψ_n (локальных состояний составных частей системы, описываемых вектором состояния $|\psi_n\rangle$), взаимосвязанные флуктуации которых (запутывание)

осуществляются не известными классическими взаимодействиями, а посредством нелокальных (практически не зависящих от расстояния и времени) квантовых корреляций. В результате этого каждая из подсистем в отдельности теряет свою индивидуальность (уже не может быть однозначно описана своим прежним чистым состоянием ψ_n), а система становится неделимым целым и переходит в полностью замкнутое (несепарабельное) нелокальное квантовое состояние, описываемое уже своим вектором чистого состояния $|\Psi\rangle$ (волновой функцией Ψ (1))

$$\Psi = c_1\psi_1 + c_2\psi_2 + \dots + c_N\psi_N = \sum_{n=1}^N c_n\psi_n, \quad (1)$$

оператор матрицы плотности $\hat{\rho}$ которой может быть представлен в виде

$$\hat{\rho} = \sum_n^N W_n |\psi_n\rangle\langle\psi_n|, \quad Tr(\hat{\rho}) = \sum_n^N W_n = 1. \quad (2)$$

В процессе запутывания происходит так называемая редукция (“схлопывание”) волновой функции системы и её переход в пространство состояний меньшей размерности $N < N^*$ – так называемая рекогеренция состояний. Оператор $\hat{\rho}$ (2) матрицы плотности чистого (то есть полностью запутанного) состояния системы $|\Psi\rangle$ должен удовлетворять равенству (3),

$$Tr(\hat{\rho}^2) = 1 \quad \text{при} \quad Tr(\hat{\rho}) = 1 \quad (3)$$

которое означает, что $\sum_{n=1}^N |c_n|^2 = 1$ ($W=1$) и система может находиться в одном из возможных квантовых состояний ψ_n с вероятностью $W_n = |c_n|^2$.

В большинстве частных случаев идеально изолированных (полностью замкнутых) запутанных квантовых систем практически не существует. Так, в результате какого-либо случайного или преднамеренного внешнего воздействия на замкнутую систему происходит нарушение когерентности квантовых состояний её составных частей и её переход (возвращение) в пространство состояний большей размерности N^* . В результате такого перехода часть информации о системе становится недоступной для внешнего наблюдателя (размерность системы линейных уравнений N^* (пространства) превышает количество уравнений в ней $N < N^*$ – решение невозможно). В этом случае $\sum_{n=1}^{N^*} |c_n|^2 < 1$ ($W < 1$) равенство (3) нарушается и переходит в неравенство (4),

$$Tr(\hat{\rho}^2) < 1 \quad \text{при} \quad Tr(\hat{\rho}) = 1 \quad (4)$$

которое означает, что возникает отличная от нуля ($0 > 1 - W$) вероятность того, что в пространстве состояний большей размерности N^* наблюдатель не сможет обнаружить систему ни в

одном из возможных состояний ψ_n . Система в пространстве состояний N^* переходит в частично запутанное состояние $\Psi \equiv \Psi_\Sigma$, образованное некогерентной суперпозицией состояний её подсистем – так называемый процесс декогеренции. В таком случае коэффициенты c_n будут определять степень запутанности состояний квантовой системы. В зависимости от значений $|c_n|^2$ система становится в некотором смысле сепарабельной и может перейти в частично замкнутое состояние. В результате этого изменяется также и степень пространственной локализации (материализации) системы, которая при определенных условиях может стать заметной для внешнего наблюдателя в виде какого-либо материального объекта.

Таким образом, процесс рекогеренции обеспечивает повышение степени запутанности состояния квантовой системы и переход её подсистем в когерентные нелокальные квантовые состояния, а процесс декогеренции наоборот приводит к понижению степени её запутанности и переход её подсистем в некогерентные локальные квантовые состояния.

Одним из наиболее важных, используемых на практике свойств запутанных состояний, как сообщалось выше, является свойство нелокальности (дальнодействия, или несепарабельности – неразрывности состояний квантовой системы) квантовых корреляций состояний их подсистем. Система как единое целое не разрушается (является несепарабельной), а квантовые корреляции между её подсистемами сохраняются даже в случае их разнесения друг от друга на очень большие расстояния.

Другим не менее интересным и необычным свойством запутанных квантовых систем является то, что при рекогеренции их состояния (редукции, или “схлопывания” волновой функции) происходит переход замкнутой системы в пространство состояний меньшей размерности, в котором замкнутая квантовая система может иметь свою пространственно-временную метрику, свои энергетические характеристики, свои объекты и свои взаимодействия между ними [3-5]. Такие системы часто проявляют по отношению к внешнему наблюдателю очень необычные свойства, которые по понятным причинам уже не могут быть описаны в рамках классической физики.

Интенсивное изучение запутанных квантовых состояний на фундаментальном уровне позволило в настоящее время ряду фирм («MagiQ Technologies» (Нью-Йорк), <http://www.magiqtech.com>; «id Quantique» (Женева), <http://www.idquantique.com/products/overview.htm>; NEC (Токио); QinetiQ (Фарнборо, Англия)) осуществить их коммерческое использование в сверхзащищенных криптографических квантовых устройствах управления и связи [6], сверхбыстродействующих квантовых компьютерах [7]. Для повышения эффективности функционирования электронные квантовые системы подобного типа часто эксплуатируются при гелиевых температурах, что негативно отражается на их массогабаритных и эксплуатационных характеристиках.

Таким образом, исследование эффектов квантовой запутанности при повышенных температурах представляет значительный научно-практический интерес. В связи с этим в работе проводятся исследования эффектов квантовой запутанности на кремниевой поверхности при нормальных условиях (комнатных температурах) [8, 9].

II. Объекты исследований и методика эксперимента

В качестве примера успешного применения зондовых методов исследования квантовых эффектов можно привести основанные на методах атомно-силовой микроскопии (АСМ) баллистическую электронно-эмиссионную микроскопию и спектроскопию (Ballistic Electron Emission Microscopy (BEEM) and Spectroscopy (BEES)) [10–12].

Для этих целей в работе использовался высоковакуумный атомно-силовой микроскоп “SOLVER-HV”, предназначенный для высоковакуумных (до 10^{-6} Торр) атомно-силовых, магнито-силовых и электрических измерений поверхностей проводящих и непроводящих образцов в широком диапазоне внешних магнитных и электрических полей [13]. В качестве измерительного зонда использовался кремниевый кантилевер НА-HR/W₂C с активным конструктивным элементом в виде иглы (далее – зонд) радиусом закругления острия $r \approx 35$ нм и металлизированным покрытием из слоя карбида вольфрама W₂C с работой выхода $q\varphi_p(W_2C) = \Phi_{sm} \approx 4.9$ эВ.

В качестве образцов использовались эпитаксиальные n-n⁺-Si{111} структуры кремния электронного типа проводимости. Концентрация подвижных носителей электрически заряженной мелкой донорной примеси в эпитаксиальном слое n-Si толщиной 4 мкм составляла $N_{D+} \approx 4 \times 10^{15}$ см⁻³, в низкоомной подложке n⁺-Si – $N_{D+} > 10^{18}$ см⁻³. Для обеспечения хорошего электрического контакта к предметному столику к n⁺-подложке формировался сплавной омический контакт на основе металлизации Ni/Au.

Объектами исследования являлись сформированные методами АСМ заряженные отрицательным электрическим зарядом локализованные на поверхности эпитаксиального n-Si участки l_ψ (далее – объекты) (рис. 1, а). Формирование электрического заряда Q_{ind} происходило в режиме Irg-метода тока растекания АСМ [13] через наведенные металлизированным зондом в запрещенной зоне энергий кремниевой поверхности металлоиндуцированные состояния $\Psi_e^{(0,+)}$ (рис. 1, b; аналог металлоиндуцированных состояний в контактах Шоттки [14]). Исследуемый i -ый объект для удобства будем обозначать символом его состояния Ψ_i .

При контакте с поверхностью n-Si игла кантилевера образует точечный нанокontakt металл-полупроводник (М-П) с барьером Шоттки (БШ) W₂C/n-Si (далее – контакт) с эффективной (измеренной) высотой $\varphi_{bm} \approx 0.32$ эВ и показателем идеальности $n \approx 2.05$ и соответствующей областью пространственного заряда (ОПЗ) w_{ch} . Согласно [15] истинную высоту барьера контакта металл-полупроводник (М-П) с барьером Шоттки (БШ) можно определить как $\varphi_b \approx n \times \varphi_{bm} \approx 0.66$ эВ.

В используемой электрической схеме включения образца с заземлением предметного столика согласно энергетической диаграмме (рис. 1, b), при $U_p > 0$ игла кантилевера накапливает отрицательный электрический заряд $Q_{tot} < 0$ (при $U_p < 0$ – положительный $Q_{tot} > 0$). Проникая в ОПЗ контакта W₂C/n-Si металлоиндуцированные состояния $\Psi_e^{(0,+)}$ иглы образуют в запрещенной зоне эпитаксиального n-Si при $U_p > 0$ акцепторные состояния, на которые переходит часть электронов накопленного на кантилевере электрического заряда Q_{tot} . После отвода кантилевера это приводит к формированию на кремниевой поверхности локализованного участка $l_\psi \approx 0.7$ мкм с электрическим зарядом Q_{ind} [8]. Локализованные участки с электри-

ческим зарядом Q_{ind} сохраняются и при отводе кантилевера. На кантилевере остается часть электрического заряда Q_p (рис. 1, *b*). Таким образом $Q_{ind} + Q_p = Q_{tot}$.

Регистрация сформированных таким образом электрических зарядов на поверхности n-Si{111} осуществлялась методом зонда Кельвина АСМ по изменению электростатического потенциала поверхности $\phi_s(x,y)$. Среднее значение электростатического потенциала исходной (без электрически заряженных участков) области поверхности эпитаксиального n-Si составило $E_{Fs}(n-Si\{111\}) \approx 4.15$ эВ.

Метод зонда Кельвина АСМ основан на измерении контактной разности электростатических потенциалов (КРП) $KRP \equiv \Delta\phi(x,y)$ (далее – потенциал) между иглой кантилевера и поверхностью

$$\Delta\phi(x, y) = \phi_p - \phi_s(x, y), \quad (5)$$

где $\phi_p = \Phi_{sm}$ – электростатический потенциал поверхности металлизированного покрытия острия иглы кантилевера (p – probe), а ϕ_s – электростатический потенциал (S-surface) исследуемой полупроводниковой $q\phi_s = E_{Fs}$ (s – semiconductor) поверхности относительно уровня вакуума $E_{vac} = 0$ [13]. Согласно законам электростатики отрицательный электрический заряд Q_{ind} должен вызвать на поверхности n-Si увеличение КРП ($\Delta\Phi > 0$), что и наблюдалось в экспериментах. Из выражения (5) несложно определить значение электростатического потенциала ϕ_s (работу выхода электронов $\Phi_s = q\phi_s$) исследуемой поверхности.

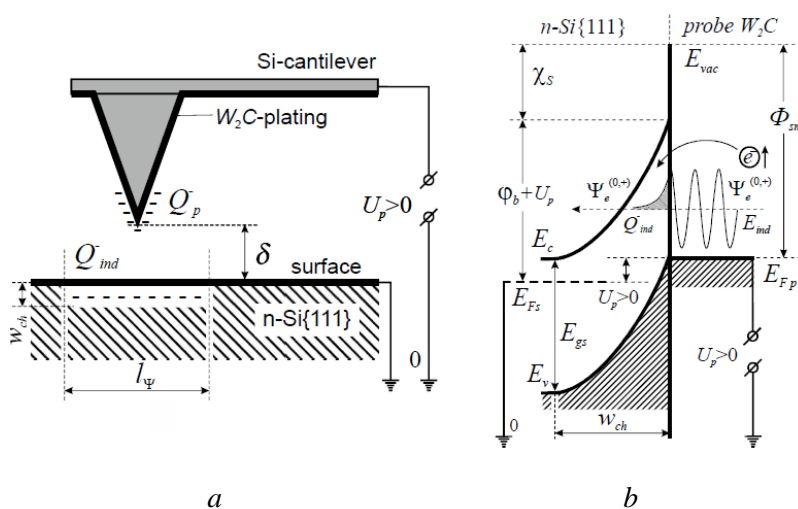


Рис. 1. Схематическое изображение электрического включения квантовой системы зонд-поверхность (cantilever-surface) – а) и её энергетической диаграммы при $\delta=0$ – б).

Здесь E_{vac} – энергия вакуума, $\chi_s \approx 4.05$ эВ – электронное сродство n-Si, E_{Fs} – уровень Ферми n-Si, E_{Fp} – уровень Ферми в металлизированной W_2C игле кантилевера, Φ_{sm} – работа выхода иглы кантилевера, E_{ind} – уровень индуцированных состояний, E_c , E_v – дно зоны проводимости, потолок валентной зоны и E_{gs} (300 K) ≈ 1.12 эВ – ширина запрещенной зоны соответственно

Одновременно с измерениями рельефа $h(x,y)$ и КРП $\Delta\phi(x,y)$ регистрировались и изображения фазовых контрастов $\Theta(x,y)$ исследуемых участков. По однородности полученных изображений $\Theta(x,y)$ делались выводы о степени влияния воздействия кантилевера на фазо-

вый состав поверхности. Однородность изображений $\Theta(x,y)$ свидетельствовала в пользу того, что изменение КРП на локальных участках поверхности не связано с изменением фазового состава этих участков. Данное утверждение подтверждается и другим фактом, проявляющимся в том, что на воздухе на локальных участках наблюдается постепенная релаксация КРП $\Delta\Phi$ до фоновых значений КРП свободных областей, что может быть объяснено только растеканием электрического заряда под воздействием атмосферного воздуха.

III. Результаты экспериментов

Перед началом описания результатов следует отметить, что формирование электрических зарядов на локализованных участках происходило без участия сил зеркальных изображений. На это, в частности, указывает совпадение знаков электрических зарядов на объекте и на игле кантилевера (рис. 1).

Другим необычным обстоятельством является то, что формирование исследуемых объектов не сопровождалось экранирующими эффектами в их классическом понимании. Для таких объектов не выполняется условие нейтральности результирующего электрического заряда в охватывающем объект контуре, превышающем радиус Дебая – основное условие существования Дебаевской экранировки l_ψ . Согласно рис. 2а исследуемый объект не создает вокруг себя электрическую экранирующего эффекта характерного, например, для контактов Шоттки [16] или p-n – переходов [17]. В то же время, несмотря на отсутствие Дебаевской экранировки, достаточно сильное ($>10^5$ В/см) электрическое поле внутри объекта быстро (по «Гауссу») спадает практически до нуля за его пределами. Получается, что исследуемый объект Ψ_1 несмотря на отсутствие классической экранировки практически не взаимодействует с окружающими его электронами проводимости n-Si. Очевидно, что наблюдаемый эффект не может быть объяснён в рамках классических представлений.

Не может быть объяснено эффектами экранировки и то, что размер исследуемого объекта (участок $l_\psi \approx 0.7$ мкм, на котором электрическое поле отлично от нуля) значительно превышает протяженность ОПЗ w_{ch} как в объеме n-Si, так и на его поверхности, не зависит ни от величины смещения U_p (энергии электронов), ни от времени экспонирования t (концентрации электронов) и в проводимых экспериментах значительно превышает диаметр острия иглы кантилевера ~ 70 нм. В общем случае, размер локализованного участка l_ψ , по-видимому, определяется характером распространения токов растекания и природой системы зонд-поверхность.

Кроме этого в пределах объекта l_ψ не наблюдается также и какого-либо перераспределения подвижных электронов, которое неминуемо должно было бы происходить в классических системах с подвижными электрическими зарядами одноименной полярности. В случае классической природы объекта горизонтальные сечения трехмерного изображения КРП должны были бы напоминать горизонтальное сечение тора с минимумом в его центре и максимумом по его периметру. Согласно рис. 2а, вставка сечение КРП объекта представляет собой сплошной круг. При этом профиль вертикального сечения КРП исследуемого объекта достаточно хорошо описывается функцией Гаусса с максимумом в центре объекта. Из этого следует, что максимум концентрации электронов находится в центре исследуемого объекта.

Согласно энергетической диаграмме при $E_{vac}=0$ максимум КРП соответствует максимуму потенциальной энергии объекта $E_{FS\Psi_1}=-q(\phi_p-\Delta\phi)\approx-4.065$ эВ (в СГСЭ) (5) относительно среднего значения энергии свободной поверхности $E_{FS}\approx-4.095$ эВ (рис. 2). Неравенство $E_{FS\Psi_1}>E_{FS}$ указывает на то, что исследуемый объект Ψ_1 находится на поверхности n-Si(111) в термодинамически неравновесном состоянии. Численные оценки показали, что общее количество N электронов в таком объекте может превышать $>10^6$ штук.

Требует также специального объяснения и стабильность чистого состояния Ψ_1 объекта. Напомним, что он образован совокупностью подвижных одноименно заряженных частиц – электронов. Согласно полученным значениям КРП уровень Ферми в области расположения объекта l_Ψ незначительно (~ 30 мВ) отличается от уровня Ферми свободной поверхности (рис. 2). С термодинамической точки зрения внутренних тепловых флуктуаций в таком объекте должно быть достаточно для переброса электронов в зону проводимости и быстрой их термализации, что должно было бы привести к быстрому исчезновению объекта.

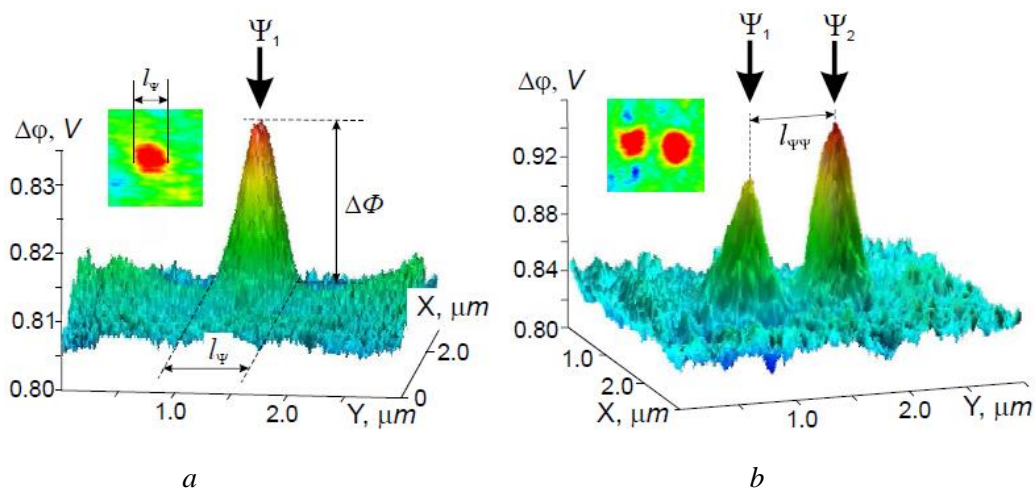


Рис. 2. Трехмерные изображения КРП одиночного квантового объекта Ψ_1 – а) и двух аналогичных объектов Ψ_1 и Ψ_2 , находящихся друг от друга на расстоянии $l_{\Psi\Psi}\approx l_\Psi$ – б)

Таким образом, многие наблюдаемые особенности в поведении исследуемых объектов не поддаются объяснению в рамках классической физики.

При более внимательном рассмотрении было обнаружено, что исследуемый объект, несмотря на относительно большие размеры, представляет собой достаточно простую квантовую систему, образованную совокупностью большого количества находящихся в запутанном состоянии подвижных электронов. Физическая природа такого объекта, как указывалось выше, основана на проникающих из кантилевера в приповерхностную область n-Si индуцированных состояниях $\Psi_e^{(0,+)}$ (рис. 1b) [14]. В результате большой плотности таких состояний в пределах l_Ψ они могут образовывать подзоны, что и обеспечивает подвижность находящихся в этих состояниях электронов. Несмотря на это перераспределения электронной плотности в пользу ее увеличения по краям объекта под воздействием классических сил электростатического отталкивания не наблюдается. Наоборот, из анализа градиента КРП $E=-i\partial(\Delta\phi)/\partial x$

следует, что направление электростатического поля исследуемого объекта таково, что оно препятствует выходу из него электронов, то есть удерживает электроны внутри объекта.

Поведение исследуемого объекта достаточно просто можно объяснить с точки зрения квантовой физики в рамках теории запутанных состояний тем, что в процессе рекогеренции размерность пространства состояний таких электронов понижается, и они образуют на участке l_{Ψ} несепарабельную достаточно закрытую от внешнего наблюдателя замкнутую систему, характеризующуюся своим чистым квантовым состоянием Ψ_i (рис. 1a).

$$\Psi_i = \sum_{n=1}^N c_n^i \psi_n^i, \quad (6)$$

Как было упомянуто выше (см. п.1 Введение), состоящая из N подсистем замкнутая квантовая система в чистом состоянии может иметь свою пространственно-временную метрику, свои энергетические характеристики, свои объекты и взаимодействия между ними [3-5]. Таким образом, находящиеся в запутанном состоянии электроны замкнутой системы – объекта, могут в значительной степени терять для внешнего наблюдателя свои индивидуальные свойства, в том числе, видимо, и в какой-то степени классический характер кулоновского взаимодействия как между собой, так и с ближайшим окружением объекта. Подобную изоляцию от внешнего окружения, находящегося в термодинамически неравновесном состоянии квантового объекта, по аналогии с Дебаевской экранировкой, будем называть квантовой экранировкой.

Другим полезным обстоятельством является то, что исследуемые квантовые объекты образованы достаточно большим ($\sim 10^6$) количеством электронов. В результате чего полная внутренняя энергия таких объектов может значительно превышать kT/q , что и позволяет без особого труда наблюдать их при комнатной температуре на фоне тепловых, дробовых и фликкер шумов.

Результаты дополнительных экспериментов подтверждают утверждение о квантовом состоянии исследуемого объекта как о чистом квантовом состоянии. Как следует из рис. 2b, сформированные независимым образом в непосредственной близости $l_{\Psi\Psi} \approx l_{\Psi}$ друг от друга два одинаковых объекта с некогерентными квантовыми состояниями Ψ_1 и Ψ_2 несмотря на одинаковые знаки образующих их электрических зарядов и небольшое расстояние $l_{\Psi\Psi}$, практически никак не взаимодействуют друг с другом, что проявляется на АСМ-изображении в отсутствии между ними общих областей перекрытия. Согласно классическим представлениям эти объекты должны были бы отталкиваться друг от друга, что на АСМ-изображении проявлялось бы в изменении формы горизонтальных сечений их КРП – например, в виде направленных в противоположные стороны два каплеобразных пятна. Такое предположение противоречит результатам, так как их горизонтальные сечения у основания представляют собой практически симметричные круги, свойственные для невзаимодействующих одиночных объектов (рис. 2b, вставка). Эти объекты ведут себя практически полностью независимо друг от друга, что в классическом случае легко реализуется при отсутствии каких-либо классических взаимодействий между ними. Таким образом, квантовые системы с некогерентны-

ми состояниями Ψ_1 и Ψ_2 можно сдвинуть, а затем разнести на большое расстояние $l_{\Psi\Psi} \rightarrow \infty$ и об их предыстории у них не сохранится никакой информации.

С практической точки зрения это означает, что находящиеся в некогерентных квантовых состояниях квантовые линии передачи не будут взаимодействовать между собой, даже находясь в непосредственной близости друг от друга.

Таким образом, замкнутость квантовой системы объекта обеспечивает его стабильность во времени, а его достаточная внутренняя энергия – заметность на фоне различного рода шумов.

Значительные отличия наблюдаются в поведении объектов с когерентными квантовыми состояниями. Чтобы убедиться в этом, достаточно сравнить представленные на рис. 2b с рис. 3a результаты.

Отличия в поведении когерентных квантовых систем рассмотрим на примере находящихся в запутанных когерентных квантовых состояниях Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 трех идентичных квантовых объектов (рис. 3a). Согласно рис. 3a расположенные на расстоянии $l_{\Psi\Psi} \approx l_{\Psi}$ объекты эффективно взаимодействуют между собой, что на АСМ изображении их КРП проявляется в наличии областей перекрытия в интервалах между Ψ_1 и Ψ_2 , а также между Ψ_2 и Ψ_3 . В классическом случае подобное перекрытие КРП обозначало бы наличие электростатических сил кулоновского притяжения между объектами, что в рамках классической физики невозможно для объектов с одинаковым знаком электрических зарядов. В области перекрытия электростатические поля объектов наоборот направлены в противоположные стороны.

В квантовомеханическом же представлении подобное поведение квантовых систем (объектов) не вызывает противоречий. Подобного рода взаимодействие между квантовыми когерентными системами с одинаковыми электрическими зарядами можно реализовать в процессе запутывания их состояний посредством нелокальных квантовых корреляций. Такие действия могут сопровождаться квантовыми интерференционными эффектами, о которых и пойдет речь далее.

Следующий эксперимент направлен на проверку когерентности квантовых состояний Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 запутанных объектов (рис. 3b). Напомним, что данные объекты были не только сформированы одинаковым образом, но и введены в запутанное состояние. Так, увеличение расстояния между объектами в два раза $l_{\Psi\Psi} \approx 2l_{\Psi}$ привело к возникновению интерференционного эффекта, проявляющегося в появлении интерференционных (виртуальных) состояний $\Psi_{\Sigma 1}$ (7) и $\Psi_{\Sigma 2}$ (8), расположенных посередине между объектами в состояниях Ψ_1 и Ψ_2 , а также между объектами в состояниях Ψ_2 и Ψ_3 соответственно, что и подтверждает когерентность квантовых состояний этих объектов.

$$\Psi_{\Sigma 1} = \sum_{i=1}^3 \Psi_i, \quad \Psi_3 \rightarrow 0 \quad (7)$$

$$\Psi_{\Sigma 2} = \sum_{i=1}^3 \Psi_i, \quad \Psi_1 \rightarrow 0 \quad (8)$$

Отметим, что кантилевер контактировал с кремниевой поверхностью только во время формирования объектов Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 . В пространстве между этими объектами, в том числе и в точках $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$, взаимодействие кантилевера с поверхностью во время проведения эксперимента не осуществлялось. По всей вероятности, в процессе формирования объектов сохраняются только те индуцированные состояния на поверхности и в приповерхностной области полупроводника, которые были заняты электронами. При отводе кантилевера незанятые электронами индуцированные в полупроводник состояния не сохраняются. Материализацию объектов в состояниях $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$, по всей вероятности, обеспечили электроны проводимости $n\text{-Si}\{111\}$.

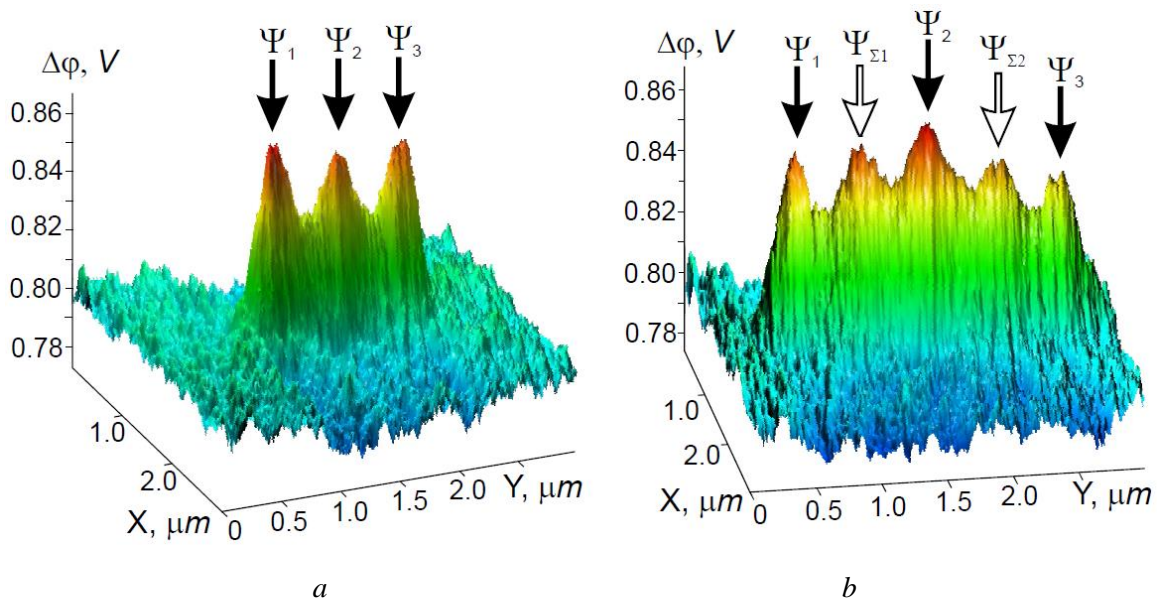


Рис. 3. Трехмерные 3D-изображения КРП трех объектов, находящихся в запутанных квантовых состояниях Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 и расположенных на одиночном $l_{\Psi\Psi} \approx l_{\Psi}$ – a) и на двойном расстоянии $l_{\Psi\Psi} \approx 2l_{\Psi}$ друг от друга с квантовыми интерференционными пиками $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$ – b)

В отличие от некогерентных квантовых систем корреляционная связь между запутанными объектами должна сохраняться и в том случае, если их разнести друг от друга на очень большие $l_{\Psi\Psi} \rightarrow \infty$ расстояния. При этом запутанные квантовые объекты всегда будут не только чувствовать присутствие друг друга, но, возможно, и “воспроизводить” информацию друг о друге в квантовых интерференционных эффектах как, например, в виде появления виртуальных состояний $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$. Можно заметить, что состояния $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$ эквивалентны состояниям Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 . Иными словами, не зная историю возникновения запутанных состояний, невозможно отличить интерференционные (виртуальные) состояния $\Psi_{\Sigma 1}$ и $\Psi_{\Sigma 2}$ от состояний Ψ_1 , Ψ_2 и Ψ_3 реальных физических объектов.

С практической точки зрения это означает, что находящиеся в когерентных квантовых состояниях квантовые линии передачи могут не только эффективно взаимодействовать между собой на любом удалении друг от друга, но, вероятно, и формировать интерференционные

(виртуальные) копии друг друга. Количество $N-1$ таких копий, по-видимому, должно определяться количеством N участвующих во взаимодействии (в квантовой интерференции) квантовых линий передач.

IV. Выводы и заключение

Использование теории запутанных состояний позволило объяснить возможность формирования на кремниевой поверхности многочастичных электронных квантовых систем – объектов, способных находиться как в когерентных, так и в некогерентных квантовых состояниях. Так, перевод совокупности подвижных электронов в когерентное квантовое состояние позволяет сформировать на кремниевой поверхности при комнатной температуре достаточно стабильные многочастичные квантовые системы, способные находиться по отношению друг к другу как в когерентном, так и в некогерентном квантовых состояниях.

Достаточная замкнутость таких систем обеспечивает их квантовую экранировку от ближайшего окружения и соответственно стабильность их состояний во времени, а достаточная внутренняя энергия – хорошую заметность на фоне тепловых, дробовых и фликкер шумов при комнатной температуре.

Суперпозиция когерентных состояний таких объектов сопровождается проявлением квантовых интерференционных эффектов, проявляющихся в том, что находящиеся в когерентных квантовых состояниях квантовые объекты могут не только эффективно взаимодействовать между собой на любом удалении друг от друга, но и формировать интерференционные (виртуальные) копии друг друга.

Автор выражает благодарность с.н.с. ТГУ Новикову В.А. за активную помощь в проведении АСМ измерений.

Список литературы

1. Gross D., Flammia S. N., Eisert J. Most Quantum States Are Too Entangled To Be Useful As Computational Resources // Phys. Rev. Lett. 2009. Vol. 102. P. 190501. DOI:10.1103/PhysRevLett.102.190501.
2. Bennett C. H., Brassard G., Crépeau C. [et al.]. Teleporting an unknown quantum state via dual classical and Einstein-Podolsky-Rosen channels // Phys. Rev. Lett. 1993. Vol. 70, is. 13. P. 1895–1899.
3. Доронин С. И. Мера квантовой запутанности чистых состояний // Квант. Маг. 2004. Vol. 1. P. 1123. URL: <http://quantmagic.narod.ru/volumes/VOL112004/abs1123.html>.
4. Doronin S. I., Fel'dman E. B., Guinzbourg I. Ya., Maximov I. I. Chem. Phys. Lett. 2001. Vol. 341. P. 144.
5. Doronin S. I., Fel'dman E. B., Maximov I. I. // J. Magn. Reson. 2004. Vol. 171. P. 37–42.

6. Стикс Г. Квантовая криптография прошла путь от теоретических исследований и лабораторных опытов до коммерческих изделий // В мире науки (Scientific American). 2005. № 4. URL: <http://www.sciam.ru/2005/4/innovation.shtml>.
7. Watson T. F., Philips S. G. J., Kawakami E., Ward D. R., Scarlino P., Veldhorst M., Savage D. E., Lagally M. G., Friesen Mark, Coppersmith S. N., Eriksson M. A. & Vandersypen L. M. K. A programmable two-qubit quantum processor in silicon. *Nature*. 2018. Vol. 555. P. 633–637.
8. Torkhov N. Quantum mechanical state of the quantum system, and tunneling effect (a new approach) // ITM Web of Conferences. 2019. Vol. 30. P. 08014. DOI: 10.1051/itmconf/20193008014.
9. Торхов Н. А. Перенос квантово-механического состояния системы в эффектах туннелирования // Мокеровские чтения: материалы 10-й Междунар. науч.-практ. конф. по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электроники, 15–16 мая 2019 г. М.: НИЯУ МИФИ. 2019. С. 14–16.
10. Kaiser W. J., Bell L. D. Direct Investigation of Subsurface Interface Electronic Structure by Ballistic-Electron-Emission Microscopy // *Phys. Rev. Lett.* 1988. Vol. 60 (14). P. 1406–1409.
11. Palm H., Arbes M., Schulz M. Nanometer-Microscopy of the Electron Transmission through an Ultrathin (3-22 nm) Au Film and of the Au-Si Schottky Barrier Height // *Appl. Phys. A*. 1993. Vol. 56. P. 1–7.
12. Detavernier C., Van Meirhaeghe R. L., Donaton R., Maex K., Cardon F. Ballistic electron emission microscopy study of barrier height inhomogeneities introduced in Au /n- Si Schottky contacts by a HF pretreatment // *J. of Appl. Phys.* 1998. Vol. 84. P. 3226. DOI: 10.1063/1.368475.
13. Миронов В. Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии. Нижний Новгород: Институт физики микроструктур РАН, 2004. 114 с.
14. Heine V. Theory of surface states // *Phys. Rev. A*. 1965. Vol. 138, no. 6. P. 1689.
15. Bozhkov V. G., Torkhov N. A. and Shmargunov A. V. About the determination of the Schottky barrier height with the C-V method // *J. of Appl. Phys.* 2011. Vol. 109. P. 073714. DOI:10.1063/1.3561372.
16. Торхов Н. А. Влияние электростатического поля периферии на вентильный фотоэффект в контактах металл-полупроводник с барьером Шоттки // *ФТП*. 2018. Т. 52, № 10. С. 1150–1171. DOI: 10.21883/FTP.2018.10.46455.8620.
17. Torkhov N. A., Novikov V. A. The periphery electric fields of the planar silicon p-n junctions // *Microwave & Telecommunication Technology: Proceedings of the 28th International Conference (CriMiCo 2018)*, Sevastopol, Russian Federation, September 9–15. 2018. P. 869–875.

МИНИАТЮРНЫЕ ДИПЛЕКСЕРЫ С МАЛЫМИ ВНОСИМЫМИ ПОТЕРЯМИ

SMALL-SIZE DIPLEXER WITH LOW INSERTION LOSS

А. И. Тюменцев, Т. С. Тимошенко, А. Н. Яковлев

АО «ОНИИП», Омск, Россия

A. I. Tyumentsev, T. S. Timoshenko, A. N. Yakovlev

Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Аннотация – В работе рассматриваются варианты реализации интегральных диплексеров с малыми вносимыми потерями, выполненных в LTCC. Приведены подходящие схемы фильтров, входящих в состав диплексеров, и графики их S-параметров. Предложенная конструкция состоит из комбинации фильтра нижних частот и полосового фильтра, разделенных экранами. Расчетные параметры модели, а также измеренные экспериментальные результаты показывают малые вносимые потери в каждой полосе пропускания (менее 2 дБ), КСВН не более 1.5, а также гарантированное затухание не менее 30 дБ в диапазоне частот до 2000 МГц.

Ключевые слова – диплексер, LTCC, LC-фильтры, АЧХ.

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-227-231

I. Введение

Текущее состояние развития радиотехнических средств связи сводится к улучшению их характеристик: повышению достоверности, скрытности передачи, ее дальности и помехозащищенности, уменьшению массогабаритных показателей. Устройства частотной селекции во многом определяют эти характеристики, однако, непрерывно возрастающие требования, предъявляемые к частотным фильтрам, зачастую являются противоречивыми. При создании диплексерных фильтров, работающих на одну антенну приемного и передающего тракта малогабаритной аппаратуры связи, эта проблема стоит особенно остро, что обусловлено повышенными требованиями к их избирательности, потерям в полосах пропускания, обеспечению минимальных массогабаритных характеристик, а также к возможности работы с сигналами большого уровня.

II. Постановка задачи

Наиболее распространенными вариантами построения диплексеров являются комбинации фильтров нижних и верхних частот (рис. 1а) или полосовых и режекторных фильтров (рис. 1б) [1].

В интегральных диплексерах такой вариант реализации не подходит в силу того, что схемы фильтров верхних частот и режекторные фильтры содержат в продольных ветвях незаземленные конденсаторы, конструктивная реализация которых затруднена по ряду причин,

приведенных в [4]. Поэтому для построения интегральных диплексов были выбраны схемы, комбинирующие фильтры нижних частот и полосовые фильтры.



Рис. 1. Структурные схемы диплексов в виде ФНЧ-ФВЧ (а), ПФ-РФ (б)

При выборе определенной схемы для параллельной работы, как для ФНЧ, так и для полосового фильтра, основным условием является монотонное нарастание характеристического сопротивления по мере удаления в полосу задерживания. Комбинация таких схем позволяет исключить взаимное шунтирование каналов (рис. 2) [2].

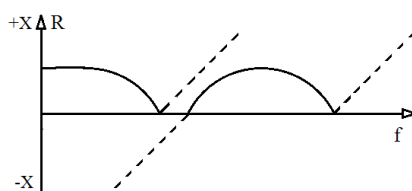


Рис. 2. Частотная зависимость характеристических сопротивлений ФНЧ-ПФ

Так как большинство известных схем, отвечающих этому условию, не пригодны для реализации в интегральном виде, для полосовых фильтров диплекса были выбраны схемы, приведенные на рис. 3.

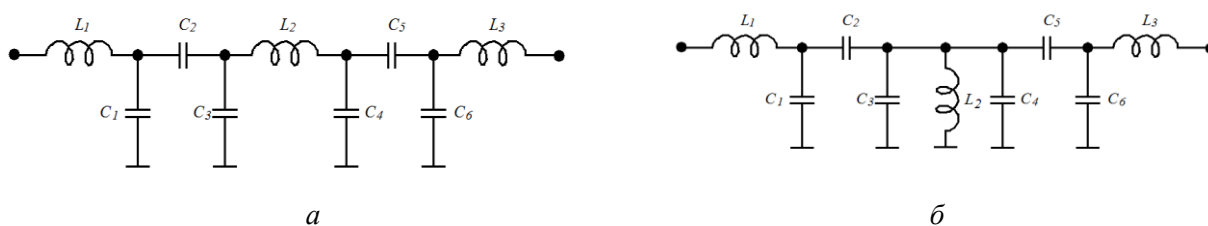


Рис. 3. Схемы полосовых фильтров: на связанных контурах с емкостной связью (а), на последовательном и параллельном контуре (б)

Применение преобразований Нортона или инверторов сопротивлений в исходной схеме полосового фильтра (рис. 4) позволяет получить схемы, приведенные на рис. 3 [5, 6].

Основным недостатком схем, полученных с помощью преобразования Нортона, является их высокая чувствительность к отклонению номинальных значений элементов, что при близком расположении каналов связи, а также при технологических допусках приведет к большим отклонениям от заданных параметров при реализации такой схемы в интегральном виде.

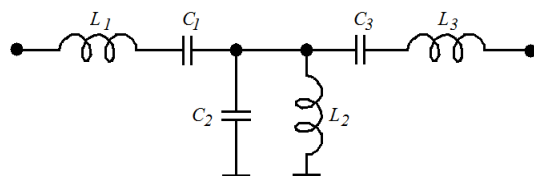


Рис. 4. Исходная схема полосового фильтра

Поэтому для реализации полосовых фильтров интегральных диплексеров была выбрана схема, полученная с помощью инверторов сопротивлений.

III. Теория

На рис. 5 представлены 3D модели интегральных диплексеров в виде комбинации ФНЧ-ПФ, а также приведены результаты электромагнитного моделирования их S-параметров.

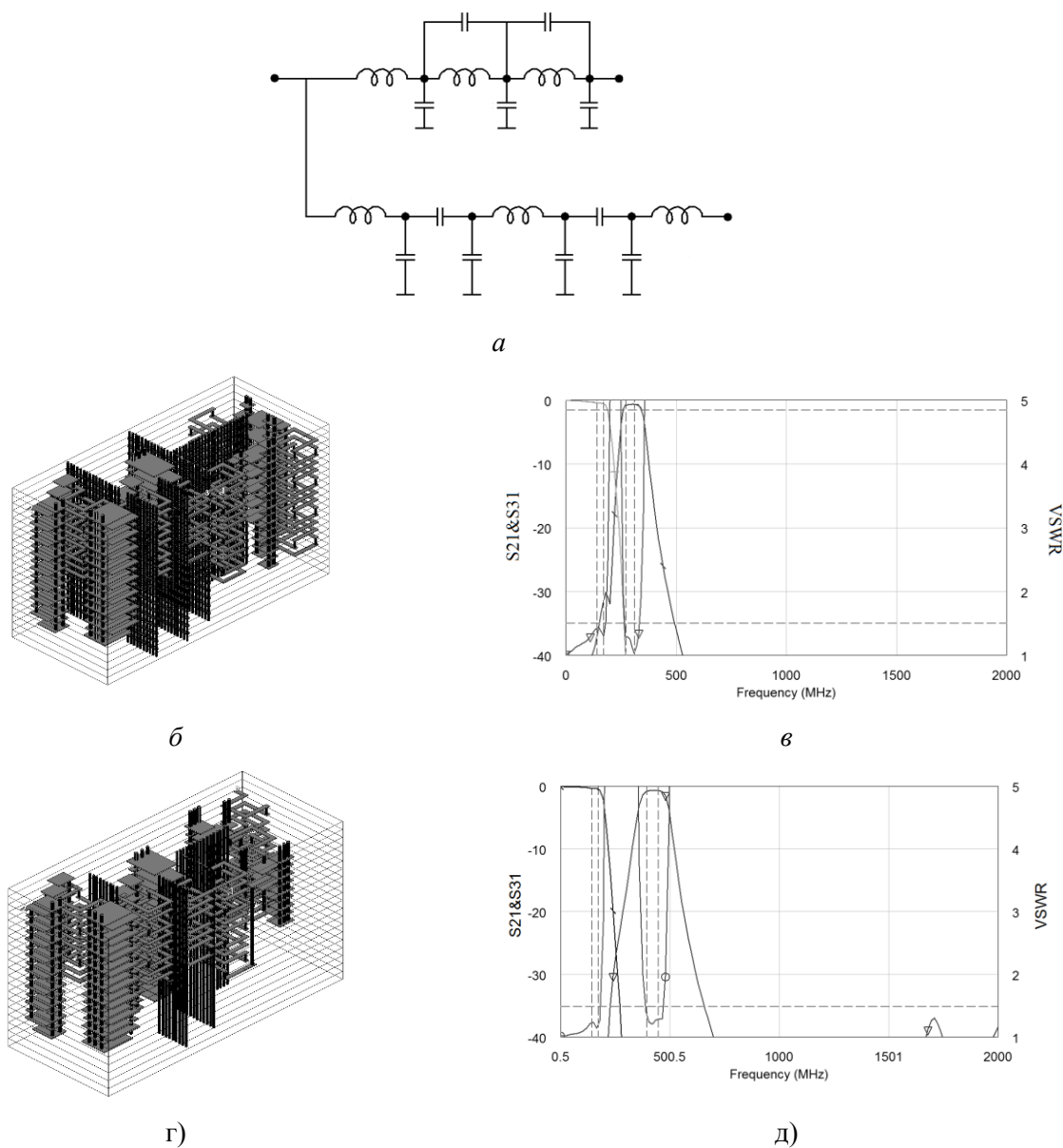


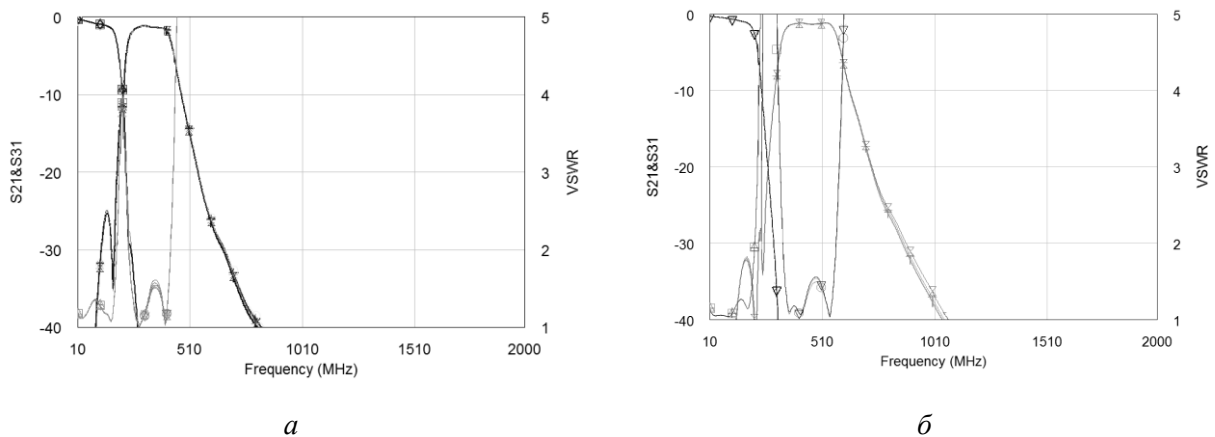
Рис. 5. Схема диплексера в виде ФНЧ-ПФ (а), 3D модель диплексера в виде ФНЧ-ПФ1 (б) и ФНЧ-ПФ2 (г), результаты ЭМ диплексера в виде ФНЧ-ПФ1(в) и ФНЧ-ПФ2 (д)

Конструкция диплексеров реализована в двадцати слоях керамики DuPontGreenTape 951 с толщиной слоя после обжига 96 мкм с использованием квадратных стекловых индуктивностей и прямоугольных стекловых конденсаторов. Также для экранирования каналов друг от друга и исключения взаимного влияния контуров в конструкцию фильтров были введены несколько рядов отверстий. Предложенные конструктивные решения позволили создать интегральные диплексеры с габаритными размерами $14 \times 6 \times 2$ мм.

Из приведенных результатов электромагнитного моделирования S-параметров фильтров видно, что потери в полосе пропускания не превышают 1.5 дБ, КСВ менее 1.5, а затухание за полосой более 30 дБ в диапазоне частот до 2000 МГц.

IV. Результаты экспериментов

Внешний вид изготовленных диплексеров, АЧХ и КСВН выборки из 9-ти диплексеров каждого типа представлены на рис. 6.



г

Рис. 6. Результаты измерений АЧХ и КСВН выборки из 9-ти диплексеров в виде ФНЧ-ПФ1 (а) и ФНЧ-ПФ2 (б), внешний вид диплексеров (г)

V. Обсуждение результатов

Как видно из результатов измерений (рис. 6а и б), опытные образцы фильтров имеют хорошую повторяемость измеренных характеристик с разбросом не более 3%.

Результаты измерений диплексеров в виде ФНЧ-ПФ1 показали: вносимые потери в полосе пропускания ФНЧ – 1.81 дБ; КСВН – 1.45; гарантированное затухание за полосой - не менее 30 дБ; вносимые потери в полосе пропускания ПФ1 – 1.45; КСВН – 1.46; гарантированное затухание за полосой - не менее 30 дБ; коэффициент прямоугольности по уровням минус 3/26 дБ – 2.81. Измерение параметров диплексеров в виде ФНЧ-ПФ2 показали: вносимые потери в полосе пропускания ФНЧ – 1.83 дБ; КСВН – 1.44; гарантированное затухание за полосой – не менее 30 дБ; вносимые потери в полосе пропускания ПФ2 – 1.44; КСВН – 1.47; гарантированное затухание за полосой - не менее 30 дБ, коэффициент прямоугольности по уровням минус 3/26 дБ – 2.76.

VI. Выводы и заключение

Применение миниатюрных диплексеров позволит снизить массогабаритные характеристики малогабаритных радиопередающих устройств, по сравнению с традиционными конструкциями диплексеров, обеспечивая низкие потери в полосе пропускания (менее 2 дБ), гарантированное затухание не менее 30 дБ в диапазоне частот до 2000 МГц.

При этом изготовление диплексеров по ЛТСС технологии позволяет получить большую партию изделий с высокой повторяемостью параметров без дополнительной подстройки.

Список литературы

1. Босый Н. Д. Электрические фильтры. К.: Техническая литература, 1957. 516 с.
2. Знаменский А. Е., Алексеев Л. В., Лоткова Е. Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. М.: Связь, 1976. 280 с.
3. Тюменцев А. И. Улучшение параметров полосовых LC-фильтров путем преобразования мостовых звеньев в неуравновешенные лестничные: дис. ... канд. тех. наук. Омск, 2013. 156 с.
4. Хроленко Т. С. Интегральные LC-фильтры ВЧ и СВЧ диапазонов на основе современных материалов: дис. ... канд. тех. наук. Омск, 2013. 173 с.
5. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: пер. с нем. Ю. В. Камкина. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.
6. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров: пер. с англ. / под ред. А. Е. Знаменского. М.: Сов. радио, 1974. 288 с.

**СВЧ ФАУНДРИ С ВОЕННОЙ ПРИЕМКОЙ:
ОТ ФИЗИКО-ТОПОЛОГИЧЕСКОГО БАЗИСА К ТУ НА БИБЛИОТЕКУ
СТАНДАРТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ**

**MICROWAVE FOUNDRY OF MILITARY QUALITY:
FROM MAIN PROCESS PARAMETERS TO PRIMITIVES' LIBRARY**

А. Г. Филаретов, В. П. Чалый

АО «Светлана – Рост»

A. H. Filaretov, V. P. Chaly

Svetlana – Rost, JSC

Аннотация – В статье рассмотрена эволюция подхода к подтверждению результативности выполнения технологических процессов и разделение параметрического монитора на библиотеку стандартных элементов и датчик протекания технологического процесса. Показано, что для услуг фабрики найден стандартизуемый объект – специфическое изделие «набор стандартных элементов», служащий объектом приемки для ВП МО РФ. Тем самым услуги фабрики с военной приемкой стали в России свершившимся фактом.

Ключевые слова – фабрики, PDK, библиотека, модель

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-232-235

I. Введение

12 лет тому назад на 2-ой конференции «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем» был представлен совместный доклад объединенной команды ОАО «ВНИИРА» и ЗАО «Светлана – Рост», посвященный перспективе контрактного производства СВЧ МИС в России [1]. В то время термин «фабрики» (foundry) в России был еще мало известен и совсем не был в почете. На следующей конференции в 2012 году в докладе В.Г. Гука [2] о разработанной и используемой в ОАО «ВНИИРА» системе проектирования СВЧ МИС прозвучало, что эта система опирается на объект, получивший наименование «физико-топологический базис». Происхождением этот термин обязан установленной связи между топологией элемента, прежде всего, транзистора и его измеряемыми физическими характеристиками.

Толчком к такому подходу послужила опубликованная еще в 1990 году статья итальянских авторов [1]. В этой статье мы увидели первое упоминание термина «foundry» применительно к разработке и производству СВЧ МИС. В ней же впервые было обнаружено прямое указание на обязательное использование небольшой группы объединенных в параметриче-

ский монитор (ProcessControlMonitor – PCM) тестовых устройств, служащих «для результативного управления технологическим процессом».

Особенностью параметрического монитора, приведенного в этой и других (примерно до 1998 года) статьях, было включение в него в точности тех транзисторов, которые были применены при построении СВЧ МИС. По результатам измерений их параметров делались выводы о правильности выполнения технологического процесса и строились модели тех транзисторов, которые использовались в расчетах СВЧ устройств. Кроме того, в параметрический монитор включались элементы для определения физических величин, характеризующих эпитаксиальную структуру на разных этапах обработки пластины, величины омических контактов, значения концентрации носителей заряда в активной области, сопротивлений металлизации. Приведенный набор получил наименование «физико-топологический базис». Первая таблица контрольных значений базиса, использовавшаяся при постановке на производство в ЗАО «Светлана – Рост» ряда СВЧ МИС, разработанных во «ВНИИРА», содержала всего 13 параметров. Вид этой таблицы приведен в презентации к докладу.

II. Теория

Постепенно с развитием САПР СВЧ МИС вслед за всеми фабриками – фаундри к нам пришло осознание, что физико-топологического базиса для построения процесса проектирования и изготовления СВЧ МИС на принципе (организационной модели) фаундри недостаточно. Современная модель фаундри опирается на два важнейших слагаемых: 1) на библиотеку стандартных элементов – упорядоченный набор конструкций и моделей элементов, образующих СВЧ микросхему и 2) на параметрический монитор как датчик протекания технологического процесса. Оба объекта входят в непривычный для России объект «стандартный технологический процесс», который является технической основой принципа фаундри. Структура этого объекта приведена в презентации к докладу.

Основное содержание принципа (организационной модели) фаундри отражается в принятой терминологии. Дословный перевод термина «foundry» означает «литейная фабрика», она оказывает технологические услуги – «foundry services» – по изготовлению (отливке) изделий потребителя услуг по технологии и из материала изготовителя – фабрики. Установившиеся таким образом отношения характеризуются разделением ответственностей: фабрики – за технологический процесс, потребителя – за конструкцию изделия.

Принцип организации производственного процесса, основанный на разделении ответственностей, получил наименование «foundry» и является одной из вариаций понятия «контрактное производство». Инструментом взаимодействия между потребителем и фабрикой является комплексный инструмент проектирования – ProcessDesignKit (PDK). Важным является тот факт, что при изготовлении изделий потребителя продукцией фабрики-фаундри является услуга и оценить ее качество можно только по степени соответствия технологического процесса некоторым установленным нормам. Носителями этих норм выступают элементы параметрического монитора в виде требований к их измеряемым параметрам.

III. Обсуждение результатов

Все прекрасно работает до тех пор, пока оказание услуг фаундри происходит без участия института военных представителей. Долгое время включить ВП в приемку услуг фаундри не удавалось, так как российская система стандартизации подразумевает только один стандартизуемый объект – изделие. В результате ВП принципиально отказывалось принимать технологический процесс, а не изделие.

Противоречие было снято, когда совместными усилиями с 127 ВП МО РФ технологическая услуга и предмет договора на оказание услуг фаундри были описаны следующей формулой: «Изготовление по технологическому процессу (идентификатор процесса) набора стандартных элементов ТУ (идентификатор ТУ), соединенных между собой на поверхности и/или в объеме полупроводниковой пластины по КД заказчика». Как только в услуге фаундри появился стандартизуемый материальный объект – набор стандартных элементов, сразу же стал понятен недостающий, но при этом параллельный Справочнику по библиотеке стандартных элементов, документ – Технические условия на набор стандартных элементов «Библиотека». Такой документ к стандартному технологическому процессу рНЕМТ05 нами был разработан и представлен 127 ВП МО РФ. ТУ содержат правила и нормы приемки процесса изготовления набора элементов, соединенных по КД заказчика. 18 декабря 2019 года ТУ «НАБОР СТАНДАРТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ «БИБЛИОТЕКА GA05D-L-01» СВБШ.431418.014 ТУ были утверждены в ДРЭП и открыли ворота к фаундри с военной приемкой в России. Листы утверждения первого в России ТУ на библиотеку стандартных элементов будут приведены на слайде презентации к докладу.

IV. Выводы и заключения

Учитывая, что стандартный технологический процесс рНЕМТ05 прошел не только качественную [4], но и количественную верификацию (верификацию второго этапа) во всей заявленной области применения, можно констатировать, что в России стали доступны услуги фаундри с военной приемкой при разработке и изготовлении СВЧ устройств следующих функциональных групп: управляющие устройства в частотном диапазоне до 20 ГГц, малошумящие и линейные усилители в частотном диапазоне до 8 ГГц, буферные усилители тракта ПЧ и до X-диапазона включительно, широкополосные усилители с распределенным усилением (УРУ) до 22 ГГц, смесители частоты, в том числе квадратурные активные модуляторы и демодуляторы в диапазоне частот до 15 ГГц, перемножители на основе ячейки Гилберта – для тракта ПЧ, умножители частоты на 2 и 3 – в диапазоне частот до 18 ГГц, полосовые фильтры, фильтры нижних частот, фильтры верхних частот, делители мощности, в т.ч. мост Ланге, а также любые их комбинации в составе сложнфункциональных устройств.

Избранные примеры участвовавших в верификации СВЧ устройств и устройств, разработанных и изготовленных с привлечением стандартного технологического процесса рНЕМТ05, будут представлены в презентации к докладу.

Список литературы

1. Филаретов А. Г., Чалый В. П., Гук В. Г. Перспективы контрактного производства СВЧ монолитных интегральных схем в России // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: доклады 2-й общерос. конф., 14–17 октября 2008 г. Омск, 2008. С. 184–186.
2. Гук В. Г., Калинин Б. В., Филаретов Г. А., Шустерман Л. Б. Разработка СВЧ монолитной ЭКБ на базе GaAs и GaN технологий (состояние, возможности и перспективы развития в ОАО «ВНИИРА» и ЗАО «Светлана – Рост» // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ-2010): материалы 3-й общерос. науч.-техн. конф., 12–15 октября 2010 г. Омск, 2010. С. 64–71.
3. Ferrero U. Pisani L. Scopelliti From the Foundry to the Model: A fully automated system for on-wafer MESFET characterization // GAAS 90 Conference Proceedings, Roma, Aprile 1990. P. 320–326.
4. Пушкица И. С., Стрельников С. И., Фазылханов О. Р., Филаретов А. Г. Практика разработки и верификации инструментов проектирования (PDK) СВЧ МИС // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ-2018): доклады 7-й всерос. науч.-техн. конф. 17–18 апреля 2018 г. Омск, 2018. С. 216–228.

УДК 537.86

СОВРЕМЕННЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ ПТФЭ: СТРУКТУРА И СВОЙСТВА

MODERN DIELECTRIC MATERIALS BASED ON PTFE: STRUCTURE AND PROPERTIES

С. А. Хатипов¹, Н. В. Садовская², И. А. Боровик³, Л. Н. Иванова³, В. В. Паршин⁴

¹ООО «Научно-производственное предприятие «Арфлон», Москва, Россия

²ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН, Москва, Россия

³АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

⁴Институт прикладной физики РАН, Н. Новгород, Россия

S. A. Khatipov¹, N. V. Sadovskaya², I. A. Borovik³, L. N. Ivanova³, V. V. Parshin⁴

¹Limited Liability Company "Research and production enterprise "Arflon", Moscow, Russia

²Federal Research Center "Crystallography and Photonics" of RAS, Moscow, Russia

³Joint-stock company "Central Design Bureau of Automation", Omsk, Russia

⁴Institute of applied Physics of RAS, N.Novgorod, Russia

Аннотация – Представлены результаты исследований диэлектрических характеристик материалов на основе ПТФЭ в области ММ и СубММ волн. Показано, что радиационное модифицирование ПТФЭ, значительно улучшающее механические свойства, практически не влияет на диэлектрические характеристики (показатель преломления n и $tg\delta$), которые остаются на

уровне исходного ПТФЭ. Введение пигментирующих добавок в радиационно-модифицированный ПТФЭ (РМ ПТФЭ) обеспечивает однородное окрашивание в требуемый цвет и сохранение высоких значений КП (92 %) в рабочем диапазоне УВЧ и СВЧ. Эрозионная устойчивость РМ ПТФЭ с пигментирующими добавками не хуже, чем у РМ ПТФЭ без добавок.

Ключевые слова – политетрафторэтилен, пигменты, гамма-облучение, показатель преломления, $\text{tg}\delta$

DOI: 10.25206/978-5-8149-3074-3-235-241

I. Введение

Политетрафторэтилен (ПТФЭ) обладает наилучшим среди полимеров сочетанием свойств: химической инертностью, термической стойкостью, антиадгезионными свойствами, устойчивостью к низким температурам, наилучшими диэлектрическими характеристиками, отсутствием влагопоглощения, высокой стойкостью к воздействию климатических факторов и соответственно стабильностью значений тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) и диэлектрической проницаемости (ϵ). Эти свойства определили его широкое применение в технике СВЧ, однако серьезные ограничения в его использовании возникают из-за высокой ползучести, низкой износостойкости при трении и низкой радиационной стойкости. По этим трем показателям ПТФЭ является худшим среди полимеров. Идеальным решением для техники СВЧ, в том числе в ММ и СубММ диапазонах, было бы придание ПТФЭ механических свойств не хуже таковых для типичных полимеров при сохранении исходных диэлектрических свойств.

Поиск методов модифицирования ПТФЭ для устранения указанных недостатков ведется довольно давно и в различных направлениях. Сополимеризация тетрафторэтилена с другими сомономерами позволила получить линейку фторполимеров с улучшенными физико-механическими свойствами и радиационной стойкостью (Ф40, Ф4МБ, Ф50 и др.), однако все они уступают ПТФЭ по диэлектрическим свойствам. Создание композитов ПТФЭ с порошковыми диэлектрическими наполнителями (боросиликатные микросферы, кварц, стекловолокно) в настоящее время является активно развиваемым в мире направлением. Здесь удается достичь неплохого сочетания деформационных и диэлектрических свойств. Однако для значимого улучшения механических свойств требуется введение большой объемной доли наполнителя, что ведет к увеличению показателя преломления или $\text{tg}\delta$. Значительное изменение механических свойств при сохранении диэлектрических свойств возможно, если химическая (молекулярная) структура полимера, определяющая процессы электрической поляризации (и ван-дер-ваальсовы взаимодействия) остается неизменной, а надмолекулярная структура на уровне морфологии кристаллитов, упаковки фибрилл изменяется существенно. Такой результат удастся достичь с использованием высокотемпературного радиационного модифицирования [1].

Ключевым фактом, определяющим связь надмолекулярной структуры со свойствами ПТФЭ, является корреляция механических свойств со сдвиговой деформацией ламелей [2]. Суть корреляции заключается в существовании частично-кристаллических ламелей, состоя-

щих из кристаллических прослоек, разделенных аморфными областями, и возможности скольжения этих прослоек относительно друг друга. Легкость сдвиговой деформации ламелей объясняет хладотекучесть и сверхпластичность ПТФЭ, сохранение пластичности в области криогенных температур и др. Высокотемпературное радиационное модифицирование ПТФЭ выше температуры плавления кристаллитов ведет к переходу от плоскопараллельной упаковки фибрилл в ламелях к центрально-симметричной радиальной в пределах сфероли-топодобных структур и значительному затруднению межфибрилярного скольжения [3]. Этот переход сопровождается беспрецедентно высоким снижением ползучести, увеличением износостойкости (на четыре-пять порядков), радиационной стойкости (на два порядка), допустимых значений температуры и давления [4]. Первые результаты по исследованию диэлектрических характеристик радиационно-модифицированного ПТФЭ (РМ ПТФЭ) в ММ и СубММ диапазонах были получены в работе [5].

В настоящей работе представлены результаты исследований механических и диэлектрических характеристик ПТФЭ в ММ и СубММ диапазонах до и после радиационного модифицирования, а также структурных особенностей радиационно-модифицированных композитов ПТФЭ с неорганическими пигментирующими добавками. С целью снижения оптической заметности изделий из РМ ПТФЭ путем создания единого цветового фона этих изделий с окружающей средой исследовали мало наполненные композиты РМ ПТФЭ с пигментами, придающими полимеру различную окраску. Объемное пигментирование предпочтительнее поверхностного окрашивания в условиях агрессивной среды, приводящей к быстрому изнашиванию поверхностных слоев.

II. Объекты и методы исследования

Объектом исследования являлся высокомолекулярный ПТФЭ ($M \sim 5 \times 10^6$) суспензионной полимеризации марки ПН. Блочные образцы изготавливали стандартным методом холодного прессования (30 МПа) с последующим спеканием (380 °С). Облучение образцов проводили в инертной среде гамма-квантами ^{60}Co (1.25 МэВ) до поглощенной дозы 200 кГр при температуре выше 327 °С.

В качестве пигментов использовали синтетические минеральные красители в виде порошков окрашенных оксидов металлов (хрома, кобальта, железа, марганца, свинца и др.) и их сочетаний. Порошки пигментирующих добавок, обеспечивающие получение требуемого цвета, вводили в порошок ПТФЭ в минимально достаточных концентрациях (0.1-0.5 вес.%). После тщательного перемешивания смесь порошка ПТФЭ с введенными добавками подвергали прессованию в пресс-форме с последующей высокотемпературной радиационной обработкой гамма-квантами ^{60}Co .

Надмолекулярную структуру образцов исследовали методом РЭМ с использованием электронного микроскопа высокого разрешения с автоэмиссионным катодом JSM 7500F фирмы JEOL. Для определения областей локализации частиц наполнителя использовали РСМА-приставку к JSM 7500F (энергодисперсионный микроанализатор INCA PentaFET×3). Исследование механических характеристик проводили на универсальной испытательной машине Инстрон 3365 (США). Для исследования деформационных кривых при сжатии изготавливали цилиндрические образцы диаметром 10 мм и высотой 15 мм.

Измерения диэлектрических характеристик проведены в ИПФ РАН по стандартной методике на резонаторном спектрометре ММ и СубММ диапазонов при комнатных температурах. Измерения проводились на резонансных частотах «толстых» образцов [6, 7]. Главной отличительной чертой этого метода измерения является то, что для расчёта величин показателя преломления и $\text{tg}\delta$ не требуется информация о толщине диэлектрика, что весьма удобно для полимерных материалов.

III. Результаты исследования

Гамма-облучение ПТФЭ выше температуры плавления приводит к значительному увеличению модуля упругости (до 2 раз), напряжения при 10%-деформации (до 2.5 раз) и предела текучести (до 3 раз) (табл. 1). В работе [4] показано, что скорость изнашивания при трении при этом снижается до 5 порядков величины. Воздействие гамма-облучения на композиты ПТФЭ выше температуры плавления кристаллитов способствует увеличению межфазного взаимодействия частиц наполнителя с полимерной матрицей, что дает дополнительный эффект в сторону улучшения механических свойств [8].

Введение различных порошковых наполнителей (кокса, графита, стекло- и углеродна, бронзы, диоксида молибдена и др.) в ПТФЭ давно используется с целью улучшения его механических и трибологических свойств [9]. Однако существенным недостатком композитов ПТФЭ является межфазное расслоение наполнителя и полимерной матрицы. При этом частицы наполнителя независимо от их природы практически не влияют на исходную ламеллярную структуру полимерного компонента, склонную к высокой ползучести [8].

Таблица 1

МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПТФЭ

Материал	Доза модификации, кГр	Модуль упругости при сжатии, МПа	Напряжение при 10%-деформации при сжатии, МПа	Предел текучести, МПа
ПТФЭ	0	380	10	5
PM ПТФЭ	50	400	17	11
	100	500	20	12
	200	790	25	15

Применение высокотемпературной радиационной обработки позволило исключить межфазное расслоение частиц пигмента с полимерной матрицей, а также изменить надмолекулярную структуру полимерного компонента. Полученная структура характеризуется наличием сферолитов с радиальной ориентацией фибрилл, в центре которых располагаются частицы наполнителя. Изменения структуры объясняются увеличением межфазного взаимодействия за счет радиационной прививки макромолекул (и низкомолекулярных продуктов) к поверхности частиц пигмента.

Как видно из рис. 1а и рис. 1в, исходные композиты ПТФЭ характеризуются наличием ламеллярной структуры полимерной матрицы и отсутствием адгезии полимера к частицам пигмента. Визуально наблюдается межфазное расслоение полимера и наполнителя. После радиационной обработки структура существенно изменяется (рис. 1б и рис. 1г): исчезает межфазное расслоение, плоскопараллельная укладка полимерных цепей в ламелях, имеющая место в необлученных композитах, сменяется радиально-симметричной ориентацией полимерных цепей по отношению к частицам наполнителя. При этом наблюдается полное смачивание частиц пигмента полимером. Испытания на динамическое воздействие твердых частиц на дробеструйной установке (диаметр дроби 0,15 мм) показали, что эрозионная устойчивость РМ ПТФЭ с пигментирующими добавками не хуже, чем у чистого РМ ПТФЭ без добавок. Коэффициент пропускания (КП) со сверхширокополосными антеннами практически не отличается от чистого РМ ПТФЭ без добавок и составляет минимум 92%.

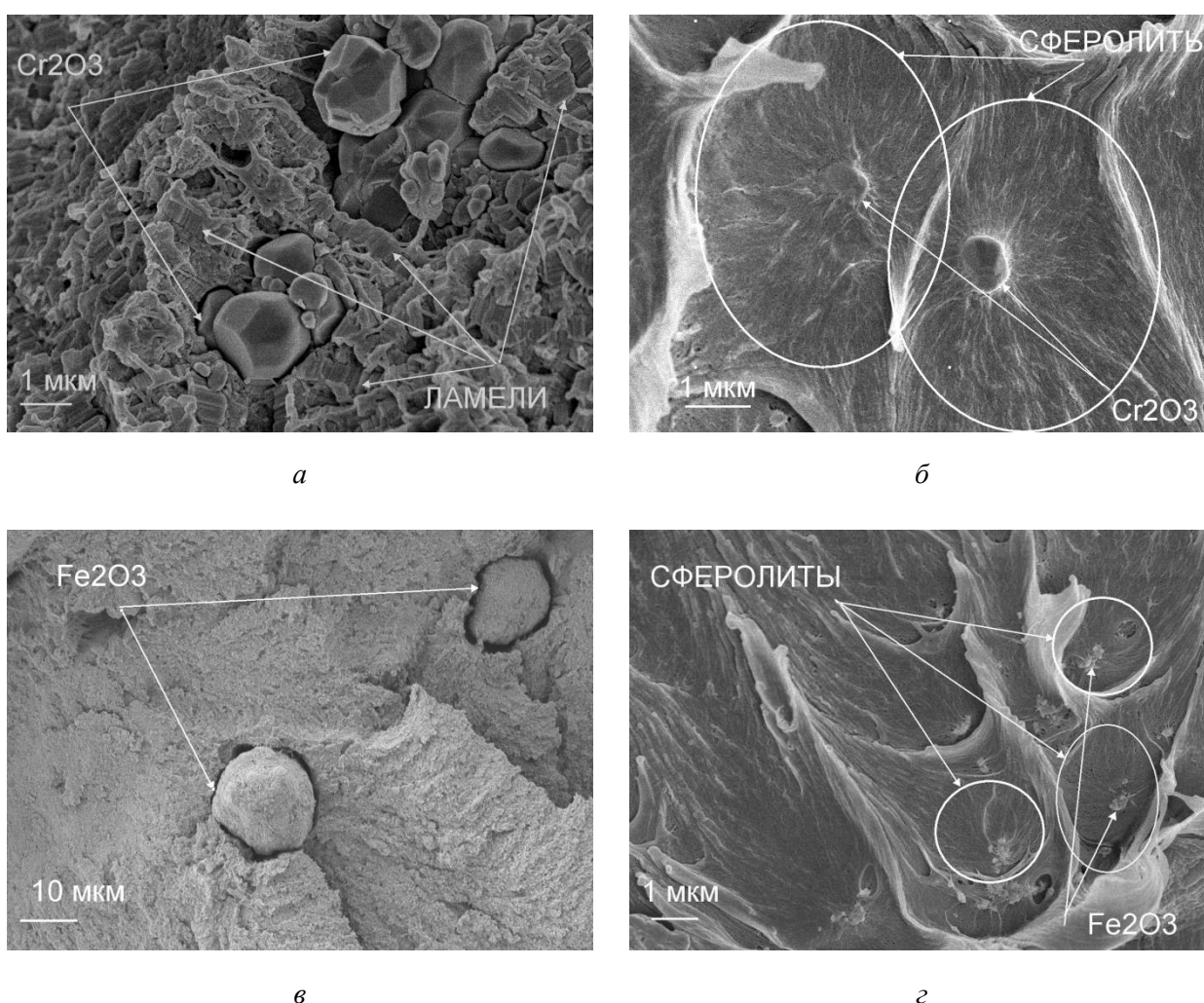


Рис. 1. Изображение структуры окрашенных композитов ПТФЭ с пигментами оксида хрома Cr₂O₃ (а, б) и оксида железа Fe₂O₃ (в, г); а, в – исходные композиты, б, г – после облучения дозой 200 кГр

Таким образом, введение пигментирующих добавок в РМ ПТФЭ обеспечивает однородное окрашивание в требуемый цвет и сохранение высоких значений КП в рабочем диапазоне УВЧ и СВЧ.

Сравнительное исследование диэлектрических характеристик фторполимеров в области ММ и СубММ волн показывает, что РМ ПТФЭ имеет значения n и $tg\delta$ на уровне с исходным ПТФЭ (табл. 2). Другие фторполимеры (Ф4МБ, Ф2М, Ф4К20) имеют более высокие значения показателя преломления и тангенса угла диэлектрических потерь.

Таблица 2

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФТОРПОЛИМЕРОВ

Материал	ГГц	n	$tg\delta, 10^{-4}$
ПТФЭ	30 – 350	1.423 – 1.430	1.6 – 5.2
Ф4МБ	150	1.432	3.7 – 3.8
Ф2М	120	1.660	500
Ф4К20	170	1.518	70
РМ ПТФЭ	100 – 200	1.414	2.6 – 3.2

IV. Заключение

Применение высокотемпературного радиационного воздействия на ПТФЭ и его композиты с органическими и неорганическими порошковыми наполнителями является перспективным направлением получения линейки диэлектрических материалов, сочетающих низкие значения n и $tg\delta$ в области ММ и СубММ волн и высокие физико-механические характеристики. Материалы на основе РМ ПТФЭ допускают эксплуатацию в качестве конструкционных материалов в условиях длительного воздействия механических напряжений, климатических факторов, потоков абразивных частиц, а также радиационных полей.

Источник финансирования. Благодарности

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования в рамках выполнения работ по Государственному заданию ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН и Российского фонда фундаментальных исследований в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований и Правительства Нижегородской области № 18-42-520015 р_а.

Список литературы

1. Хатилов С. А., Конова Е. М., Артамонов Н. А. Радиационно-модифицированный политетрафторэтилен: структура и свойства // Рос. химический журнал (РЖХО им. Д.И. Менделеева). 2008. Т. 52, № 5. С. 64–72.
2. Speerschneider C. J., Li C. H. A correlation of mechanical properties and microstructure of polytetrafluoroethylene at various temperatures // J. Appl. Phys. 1963. Vol. 34, no. 10. P. 3004–3007.
3. Хатилов С. А., Садовская Н. В., Обвинцев А. Ю., Касаткин А. Н. Исследование надмолекулярной структуры ПТФЭ с использованием двухстадийного химического травле-

ния поверхности // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. 2015. № 11. С. 72–83.

4. Хатипов С. А., Серов С. А., Садовская Н. В. Новый класс износостойких материалов, полученных радиационной модификацией политетрафторэтилена в расплаве // Вопросы материаловедения. 2012. Т. 72, № 4. С. 191–202.

5. Parshin V. V., Serov E. A., Nikolenko A. S., Khatipov S. A. Modern polymers for MM and SubMMW // Proceedings of the 28-th International Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2018), September 9–15, 2018. Sevastopol, Russia. P. 831–837.

6. Паршин В. В., Третьяков М. Ю., Кошелев М. А., Серов Е. А. Аппаратурный комплекс и результаты прецизионных исследований распространения ММ и СубММ волн в конденсированных средах и атмосфере // Изв. вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 8. С. 583–594.

7. Parshin V. V. Tretyakov M. Yu, Koshelev M. A., Serov E. A. Modern resonator spectroscopy at submillimeter wavelengths // IEEE Sensors Journal. 2013. Vol. 13, no 1. P. 18–23.

8. Садовская Н. В., Обвинцев А. Ю., Хатипов Р. С., Селиверстов Д. И., Хатипов С. А. Влияние облучения на межфазное взаимодействие и структурообразование в композитах ПТФЭ // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. 2016. № 9. С. 38–45

9. Истомин Н. П., Семенов А. П. Антифрикционные свойства композиционных материалов на основе фторполимеров. М.: Наука, 1984.

УДК 62-93

ПРИМЕНЕНИЕ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ОСНАТКИ

THE APPLICATION OF ADDITIVE TECHNOLOGIES FOR THE PRODUCTION OF TECHNOLOGICAL EQUIPMENT

**К. А. Шуин, К. Г. Кукушина, М. А. Федорова,
Д. В. Обуховский, Н. М. Тищенко, Т. Н. Филатова, Г. В. Волков**
АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

**K. A. Shuin, K. G. Kukushina, M. A. Fedorova,
D. V. Obukhovskiy, N. M. Tishchenko, T. N. Filatova, G. V. Volkov**
Central Design Bureau of Automatics, Omsk, Russia

Аннотация – В статье приведены результаты внедрения аддитивной технологии (FDM) для изготовления оснастки 3D-печатью. Технология прототипирования позволила значительно сократить затраты на производство деталей, необходимых в единичных количествах при проведении опытных работ. Показано, что FDM–технологию целесообразно применять при изготовлении технологической оснастки для выклейки деталей из стеклопластиков, необходимых в

единичных количествах или малых партиях. Её использование сокращает технологический цикл изготовления деталей и способствует своевременному выполнению производственного плана.

Ключевые слова– прототипирование, 3D-печать, технологическая оснастка, стеклопластики

DOI:10.25206/978-5-8149-3074-3-241-246

I. Введение

В настоящее время аддитивные технологии приобретают всё большую популярность, так как позволяют сократить время и затраты на изготовление деталей, необходимых в единичных количествах или малых партиях [1]. Аддитивные технологии (от англ. Additive Fabrication) – технологии, которые предполагают изготовление изделия по данным САД-модели послойным нанесением материала [2].

Прототип строится в соответствии с компьютерной 3D- моделью послойным наращиванием тела изделия при точном объемном (3D) воспроизведении формы. Прототип можно использовать для визуализации и анализа конструкции, для выполнения доработки и проведения различных функциональных тестов [3].

Наиболее распространенной технологией для быстрого изготовления моделей является FDM (Fused Deposition Modeling) – технология. Изделия создаются путем послойного наплавления филамента - расходного материала, представляющего собой пластмассовую (термопластичную) нить сечением 1,75 или 3 мм. Нанесение материала или связующего состава происходит с помощью струйных головок, внутри которых находится нагревательный элемент [2]. Нить нагревается, переходит в вязкотекучее состояние и наносится на матрицу формируемого трехмерного объекта в ходе построчного сканирования экструдером [1]. При температуре окружающей среды полимерный материал быстро затвердевает.

Преимущества данной технологии[1] состоят в высокой производительности процесса, скорости и простоте изготовления моделей, доступности, безопасности, точности построения, простоте использования и обслуживания, прочности изготавливаемых деталей. К недостаткам можно отнести большое количество подготовительных операций, анизотропию свойств и высокую шероховатость поверхности деталей. Технология изготовления деталей с использованием 3D-принтеров требует высокой квалификации как конструктора, так и оператора.

II. Постановка задачи

Одним из приоритетных направлений развития технологий АО «ЦКБА» является внедрение энергоэффективных, ресурсосберегающих и инновационных технологий, к которым и относятся аддитивные технологии.

Целью данной работы являлась оценка возможности применения метода послойного синтеза по FDM-технологии для изготовления технологической оснастки, в частности, для

изготовления форм для выклейки стеклопластиковых деталей – актуальной и востребованной технологии нашего предприятия.

В настоящее время изготовление деталей из стеклопластиков предусматривает обязательное использование форм для выклейки – деревянных либо металлических. Материал заготовки стеклоткани пропитывается эпоксидной смолой, затем послойно выкладывается на пуансоне. После этого на пуансон устанавливается матрица, создается давление для удаления из рабочей зоны формы излишков клея и воздуха. Стоимость изготовления форм варьируется в широком диапазоне и достигает нескольких сот тысяч рублей в зависимости от особенностей изготовления, сложности конструкции и размеров деталей. При этом срок изготовления таких форм может составлять от 2-х до 5-ти месяцев.

Для определения возможности применения аддитивных технологий для изготовления формы для выклейки стеклопластиковых деталей был поставлен ряд задач:

- 1) проектирование формы для выклейки заготовки из стеклопластика;
- 2) отработка технологических режимов изготовления деталей формы на 3D-принтере;
- 3) разработка технологической инструкции изготовления деталей (оснастки) методом послойного синтеза по FDM-технологии;
- 4) изготовление деталей формы для выклейки на 3D-принтере;
- 5) испытание формы – выклейка и полимеризация заготовки корпуса из стеклопластика, обрезка, зачистка, контроль заготовки из стеклопластика на соответствие техническим требованиям конструкторской документации (КД).

III. Теория

Для нашего предприятия технология послойного синтеза является достаточно новой, поэтому сначала был проведен обзор периодической и научно-технической литературы, проанализированы опыт других предприятий и информация из сети интернет. Были выбраны материалы, определены технологические параметры печати деталей формы на 3D-принтере. В качестве расходных материалов для принтера используются термопластичные полимеры, для которых характерны высокие прочностные и деформационные характеристики, ударостойкость, низкая плотность, устойчивость к различным видам химических воздействий, высокие диэлектрические свойства и т.д.

Пуансон, матрицу и колонки, несущие максимальные нагрузки, было решено изготовить из ABS-пластика (акрилонитрилбутадиенстирол), как более прочного и термически стойкого материала, а съемник – из PLA (полилактид), который практически не имеет усадки и позволяет изготовить максимально точную деталь.

IV. Экспериментальная часть

Полимерные материалы, из которых изготавливались детали формы для выклейки, представляли собой нить (филамент) диаметром $(1,75 \pm 0,05)$ мм, намотанную на катушку. Катушка с материалом устанавливалась в держатель. Для калибровки платформы печатающий узел принтера помещался последовательно в центр стола и по его углам (расстояние между поверхностью стекла и сопла должно быть сравнимо с толщиной бумажного листа).

Зона печати (стекло) предварительно обезжиривалась, затем на неё наносился клеевой состав. Стекло закреплялось на платформе прижимными устройствами по периметру области печати. Для управляющей программы 3D-принтера были выбраны следующие параметры печати: высота слоя, температура печати, температура стола, плотность заполнения, скорость печати и др.

Форма для выклейки заготовки проектировалась в программе КОМПАС – 3D и состояла из матрицы, пуансона, съемника и двух колонок. 3D-модели деталей формы проектировались с учетом допусков на размеры, а также на усадку материалов (см. рис.1).

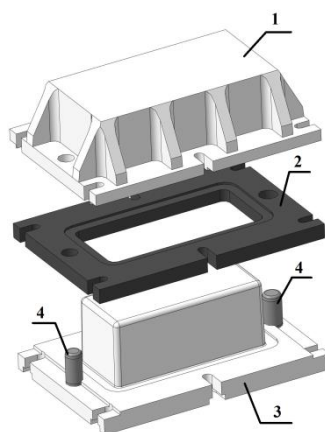


Рис.1. Форма для выклейки:

1 - матрица; 2 - съемник; 3 - пуансон; 4 - колонки

Экспериментально был определен оптимальный состав клеящей основы для подготовки рабочей зоны 3D – принтера. Для этого были изготовлены клеящие составы с различным содержанием ацетона : пластика ABS:

- 15:1 (состав I),
- 5:1 (состав II),
- 3:1 (состав III).

Приготовленные составы наносились на обезжиренную стеклянную подложку. После сушки составов проводились испытания на адгезию клеящей основы к поверхности подложки.

В результате проведения экспериментальных работ установлено, что оптимальный состав клеящей основы для рабочей зоны 3D-принтера составляет - ацетон: ABS-пластик - 5:1 масс.ч.

Изготовление деталей формы для выклейки (матрица, пуансон, съемник, две колонки) производилось на 3D-принтере по отработанным параметрам печати, представленным в таблице. Общее время изготовления всех деталей формы составило около 20 часов. Напечатанные детали имели отклонения от размера в пределах допуска.

Испытание формы производилось в соответствии с установленными нормативными документами предприятия.

Была изготовлена заготовка из стеклопластика с применением связующего на основе смолы ЭД-20, затем производились обрезка и зачистка заготовки. Полученная деталь соот-

ветствовала КД и техническим требованиям – однородная, без воздушных включений, геометрия детали соблюдена.

По результатам выполненной работы в производство была внедрена технологическая инструкция изготовления изделий методом послойного синтеза по FDM-технологии.

Таблица

**ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ ПЕЧАТИ ДЕТАЛЕЙ ФОРМЫ
ДЛЯ ВЫКЛЕЙКИ ЗАГОТОВОК ИЗ СТЕКЛОПЛАСТИКА**

Наименование детали	Параметры печати
Матрица	- температура печати, °С 230
	- скорость печати, мм/с 80
	- температура стола, °С 95
	- плотность заполнения, % 20
	- время печати, час. мин 10.28
Пуансон	- температура печати, °С 230
	- скорость печати, мм/с 80
	- температура стола, °С 95
	- плотность заполнения, % 20
	- время печати, час. мин 6
Колонки	- температура печати, °С 230
	- скорость печати, мм/с 60
	- температура стола, °С 95
	- плотность заполнения, % 70
	- время печати, час. мин 1
Съемник	- температура печати, °С 210
	- скорость печати, мм/с 80
	- температура стола, °С 55
	- плотность заполнения, % 20
	- время печати, час. мин 3.15

V. Выводы и заключение

Результаты проведенных работ показали следующее:

- использование аддитивных технологий для изготовления форм для выклейки стеклопластиковых деталей не только возможно, но и позволяет получать детали из стеклопластиков требуемой формы и размеров, а также в более кратчайшие сроки по сравнению с формами из традиционных материалов, однако такие формы рассчитаны на 1-5 выклеек;

- технология прототипирования форм для выклейки позволяет изготовить их за одну операцию;

- метод послойного синтеза по FDM-технологии универсален, так как могут быть использованы разные пластики, в зависимости от необходимых свойств (ABS, PLA, PET, Nylon и др);

- технология прототипирования технологической оснастки позволяет значительно сократить затраты на производство деталей, необходимых в единичных количествах, например, при проведении опытных и научно-исследовательских работ.

Благодарности

Авторы благодарят за содействие в выполнении данной работы главного технолога-начальника отдела Смирнова А.В., заместителя главного технолога по НИОКР и РП Жабина В.В.

Разработка, отработка и внедрение технологии проводились по план-графику № 529/пр «Отработка технологии изготовления форм для выклейки стеклопластиковых обтекателей с применением аддитивных технологий» в период с декабря 2018 г. по апрель 2019 г.

Список литературы

1. Петрова Г. Н., Платонов М. М., Ларионов С. А. Влияние технологии переработки на физико-механические свойства термопластичных материалов на основе полиамида и поликарбоната // Все материалы. Энциклопедический справочник. 2017. № 8. С. 32–37.
2. Антонова В.С., Осовская И.И. Аддитивные технологии: учебное пособие; ВШТЭ СПбГУПТД. Санкт-Петербург, 2017. 30 с.
3. Зленко М. А., Попович А. А., Мутылина И. Н. Аддитивные технологии в машиностроении. Санкт-Петербург:СПбГПУ, 2013. 222 с.

СОДЕРЖАНИЕ

<i>С. Ф. Аткишкин</i> ДОСТИЖИМАЯ ПОЛОСА ВХОДНЫХ ЧАСТОТ ПРИЕМНИКА ОПЕРАТИВНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ.....	3
<i>А. А. Белоусов, И. Н. Урусов</i> РАЗРАБОТКА ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА С ВЫСОКИМ ПОДАВЛЕНИЕМ В ПОЛОСАХ ЗАГРЯЖДЕНИЯ И ВЫСОКОЙ КРУТИЗНОЙ СКАТОВ ДЛЯ ФАЗОМЕТРИЧЕСКИХ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ	12
<i>А. А. Белоусов, Т. В. Старинова</i> НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 3-18 ГГЦ.....	19
<i>А. А. Белоусов</i> ПРАКТИЧЕСКИЙ ОПЫТ РАЗРАБОТКИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН.....	26
<i>А.В. Блохин</i> РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСЕРА ДЛЯ ДИАПАЗОНА 0,1-18 ГГЦ НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ	32
<i>Д. А. Борейко, А. С. Валенко</i> УМЕНЬШЕНИЕ ПЛОЩАДИ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ В МНОГОСЛОЙНОМ ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ	39
<i>А. Г. Вдовиченко, А. Н. Карпук</i> ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ СВЧ.....	48
<i>Д. И. Вольхин, И. Л. Новиков, Б. И. Иванов, А. Г. Вострецов, И. Н. Козлов</i> КРИОГЕННЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ СВЧ.....	54
<i>А. Л. Ворожцов, П. А. Юст, И. М. Петренко</i> ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ LTCC В РЕАЛИЗАЦИИ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ СВЧ ДИАПАЗОНА КАК ЭЛЕМЕНТА ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ В КОРПУСЕ	60
<i>Д. Л. Гнатюк, П. П. Мальцев, А. В. Зувев, Д. В. Крапухин, В. Г. Ральченко</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТЕРЬ ПРОПУСКАНИЯ В ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОМ СVD-АЛМАЗЕ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН.....	66

<i>В.И. Данильченко</i> ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ КОНСТРУКТОРСКОГО СИНТЕЗА ЭЛЕМЕНТОВ СБИС	75
<i>В. В. Ерохин</i> ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ 15-ГО ПОРЯДКА 18 ГГц ДЛЯ СВЧ СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ	81
<i>Т. Б. Клименко</i> КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ МОБИЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ СВЯЗИ.....	89
<i>А. В. Кондратенко, Д. С. Брагин, А. М. Досанов, Д. Д. Зыков, П. С. Сорвачев</i> ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ РАДИОТРАКТА ППМ АФАР X-ДИАПАЗОНА В МОНОЛИТНОМ ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ	100
<i>А. В. Корнев, Г. Г. Гошин</i> РАЗРАБОТКА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ S-ПАРАМЕТРОВ СВЧ СОЕДИНИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПЕЧАТНОГО МОНТАЖА ТИПА SMP	110
<i>И. А. Корж</i> РЕАКЦИОННЫЕ МНОГОСЛОЙНЫЕ ПЛЕНКИ NI/AL – НОВОЕ НАПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНОЛОГИИ СОЕДИНЕНИЯ РАДИОКОМПОНЕНТОВ	117
<i>Е. А. Вехов, А. Н. Коноплин, Е. С. Коровин</i> АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ УГЛОВ ОРИЕНТАЦИИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ТОЧНОСТЬ ЦЕЛЕУКАЗАНИЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ	124
<i>Ю. А. Костычев</i> ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ВСЕНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ	131
<i>З. П. Куприянов, С. А. Петров</i> ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ИНФРАДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СВЧ В МОНОИМПУЛЬСНОМ ПЕЛЕНГАТОРЕ.....	140
<i>Е. В. Николаев</i> МИНИАТЮРИЗАЦИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДВОЙНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ РАЗРЕЗНЫХ РЕЗОНАТОРОВ.....	146

<i>В. Е. Осипов</i> ОБ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ РАДИОФОТОННОГО АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА ИМПУЛЬСОВ.....	152
<i>Н. И. Пальгин, А. В. Аравин, Е. В. Гришаев, И. П. Филлюшкин</i> ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО МОДЕРНИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ И ИНФОРМАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ОТ ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ РАЗВЕДКИ В БК ПУ ПВО ТЗ.....	162
<i>Н.И. Пальгин, Н.С. Трякин, Е.В. Гришаев, И.П. Филлюшкин</i> ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ СРТР В ПОДСИСТЕМЕ ПВО ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА.....	170
<i>К. М. Басков, А. А. Политико, В. Н. Семенов, В. А. Чистяев, Д. Е. Данилов, С. Е. Просыпкин, А.А. Рогозин</i> МОБИЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ И ПОКРЫТИЙ	177
<i>Л. И. Сарин, О. А. Коланцов, П. В. Брежнев</i> О РАЗРАБОТКЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ КОАКСИАЛЬНЫХ НАГРУЗОК ВЫСОКОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ	186
<i>П. С. Тарасов, А. Ю. Юхлин</i> СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ ДЕЦИМЕТРОВОГО И САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН С БЛИЗКИМИ ДИАПАЗОНАМИ ЧАСТОТ ВХОДНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА И СИГНАЛА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ	192
<i>Т. Н. Торгаш, А. Г. Козлов</i> АНАЛИЗ ЛЕСТНИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ОАВ РЕЗОНАТОРАХ.....	200
<i>Н. А. Торхов, А. А. Коколов</i> ВЛИЯНИЕ МОРФОЛОГИИ ПОВЕРХНОСТИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ СВЧ НА ЕЁ ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ.....	207
<i>Н. А. Торхов</i> НАБЛЮДЕНИЕ НЕЛОКАЛЬНЫХ КВАНТОВЫХ СОСТОЯНИЙ НА КРЕМНИЕВЫХ ПОВЕРХНОСТЯХ ПРИ КОМНАТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ.....	215
<i>А. И. Тюменцев, Т. С. Тимошенко, А. Н. Яковлев</i> МИНИАТЮРНЫЕ ДИПЛЕКСЕРЫ С МАЛЫМИ ВНОСИМЫМИ ПОТЕРЯМИ.....	227

<i>А. Г. Филаретов, В. П. Чалый</i> СВЧ ФАУНДРИ С ВОЕННОЙ ПРИЕМКОЙ: ОТ ФИЗИКО-ТОПОЛОГИЧЕСКОГО БАЗИСА К ТУ НА БИБЛИОТЕКУ СТАНДАРТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ	232
<i>С. А. Хатилов, Н. В. Садовская, И. А. Боровик, Л. Н. Иванова, В. В. Паршин</i> СОВРЕМЕННЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ ПТФЭ: СТРУКТУРА И СВОЙСТВА.....	235
<i>К. А. Шуин, К. Г. Кукушина, М. А. Федорова, Д. В. Обуховский, Н. М. Тищенко, Т. Н. Филатова, Г. В. Волков</i> ПРИМЕНЕНИЕ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ОСНАСТКИ.....	241

Научное издание

ОБМЕН ОПЫТОМ В ОБЛАСТИ СОЗДАНИЯ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Материалы
VIII Всероссийской научно-технической конференции
(Омск, 11 августа 2020 года)

Ответственность за содержание материалов несут авторы

Компьютерная верстка *Л. Ю. Бутаковой*

Дизайн обложки *К. В. Бакико*

Подписано в печать 17.07.20. Формат 60×84¹/₈. Бумага офсетная.

Отпечатано на дупликаторе. Усл. печ. л. 15,75. Уч.-изд. л. 15,75.

Тираж 70 экз. Заказ 325.

Издательство ОмГТУ. 644050, г. Омск, пр. Мира, 11; т. 23-02-12.

Типография ОмГТУ