

Акционерное общество «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение»

Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»

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

ОБМЕН ОПЫТОМ В ОБЛАСТИ СОЗДАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Материалы

IX Всероссийской научно-технической конференции

(Омск, 26–27 апреля 2022 года)

Омск
Издательство ОмГТУ
2022

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»;

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

В. В. Карнов, директор ОНЦ СО РАН

О-19 **Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радио-
электронных систем** : материалы IX Всерос. науч.-техн. конф. (Омск,
26–27 апр. 2022 г.) / АО «КТРВ» ; АО «ЦКБА» ; ФГАОУ ВО «ОмГТУ» ;
отв. за вып. С. Д. Сиберт. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2022. – 220 с. : ил.

ISBN 978-5-8149-3463-5

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

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

УДК 621.396.6(08)
ББК 32я43

ISBN 978-5-8149-3463-5

© АО «ЦКБА», 2022

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

METHOD OF MODELING A GENERATOR CONTROLLED BY A VOLTAGE OF A CENTIMETER WAVELENGTH RANGE

А. С. Андреев

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

A. S. Andreev

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Описываются способы проектирования транзисторных генераторов СВЧ с использованием обратной связи, возникающей на внутренней структуре транзистора, определение комплексных нагрузок на портах четырехполюсника, описывающего транзистор.

Ключевые слова: генератор, СВЧ генератор, способы моделирования генератора, импеданс нагрузки.

I. ВВЕДЕНИЕ

Генератор – это устройство, которое является нелинейным, способно без внешнего влияния, самостоятельно, энергию источника питания преобразовать в энергию электрических колебаний высокой частоты и ее гармоник.

Любое генераторное устройство [1] содержит (рис. 1) нелинейный активный элемент (1), колебательный контур (2) и цепь положительной обратной связи (3).

Генератор представляет собой замкнутую колебательную систему, в которой мощность источника питания через нелинейный активный элемент подается в резонатор, колебания с выхода резонатора через цепь обратной связи подаются на вход управления нелинейным активным элементом.

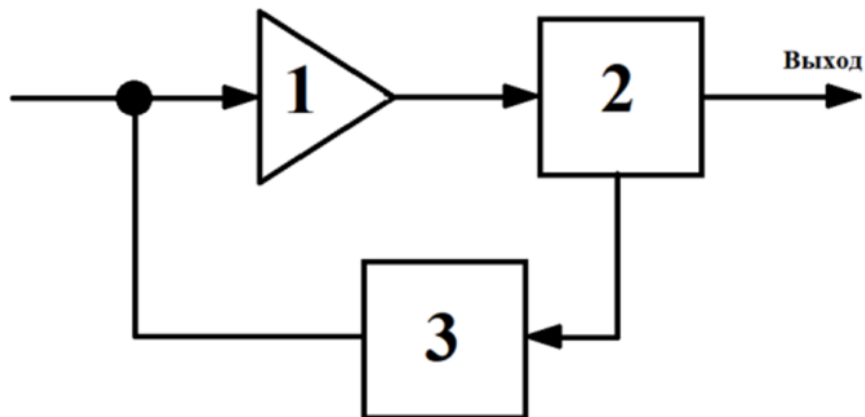


Рис. 1. Типовая блок-схема генератора с положительной обратной связью

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исследовать способы моделирования генераторов, управляемых напряжением. Оптимизировать и объединить этапы моделирования генератора для получения алгоритма упрощенного проектирования генератора, управляемого напряжением. Проверить полученный способ на практике.

III. ТЕОРИЯ

Генераторы являются неотъемлемой частью любого современного радиотехнического устройства. Поэтому умение проектировать и моделировать генераторы всегда будет востребованным и актуальным навыком.

Среди множества способов проектирования генераторов [1] основными являются:

- способ с применением известной вольтамперной характеристики активного элемента;
- способ с применением известной эквивалентной схемы активного элемента и его параметров цепей;
- способ моделирования генераторов с применением S-параметров его активных элементов;
- способ моделирования генератора путем использования импедансов нагрузок на входе и выходе транзистора;
- экспериментальный способ – «научный перебор» параметров элементов СВЧ генератора.

Способ, рассматриваемый в данной статье, является комбинированным. Он объединяет моделирование путем использования импедансов нагрузок на входе и выходе транзистора и применение эквивалентной схемы активного элемента (и его параметров цепей), моделирования генераторов с применением S-параметров.

Моделирование генераторов с применением S-параметров является наиболее простым способом проектирования и осуществляется в несколько этапов.

- 1) экспортируются S-параметры активного элемента в САПР AWR;
- 2) создается эквивалентная схема;
- 3) выставляется частота генерации в параметрах проекта;
- 4) получившийся результат выводится на график;
- 5) изменением импедансов нагрузок на входе и на выходе добиваются желаемого результата.

Недостатком такого способа является большое количество времени при поиске подходящих значений импедансов нагрузок. Поэтому необходимо производить расчет нагрузок на основе данных, представленных в техническом условии на активный элемент.

Для упрощения проектирования генератора [2] с помощью известной эквивалентной схемы активного элемента и его параметров цепей предпочтительней использовать САПР (например, MathCAD). Весь расчет можно представить в виде 6 этапов.

Этап 1– Поиск эквивалентной схемы активного элемента.

На этом этапе необходимо выбрать тип транзистора. Для полевого и биполярного транзисторов эквивалентные схемы, как правило, приведены в приложении к техническим условиям на конкретный транзистор.

Этап 2– На данном этапе необходимо определиться с напряжением питания и током коллектора/стока. От выбора напряжения и тока будут зависеть S -параметры транзистора, а также выходная мощность и импеданс нагрузок по входу и выходу транзистора.

Этап 3 – Далее необходимо выделить эквивалентную схему ядра транзистора из общей эквивалентной схемы на транзистор и вычислить дополнительный отклик, подверженный ограничению. Это напряжение затвор-исток и сток-исток у полевого транзистора, ток коллектора и напряжение эмиттер-база у биполярного транзистора.

Этап 4 – На данном этапе происходит вычисление результирующей матрицы с последовательно присоединяемыми элементами (Z -параметры), которые учитывают сопротивления самого транзистора, т.е. сопротивление коллектора/стока, эмиттера/истока, базы/затвора.

Этап 5 – Этап нахождения результирующей матрицы с параллельно присоединяемыми элементами (Y -параметры). В этом этапе учитываются так называемые паразитные емкости транзистора.

Этап 6 – В заключении производится расчет выходной мощности и импедансов нагрузки транзистора. Это позволит определить приблизительную мощность на выходе, а также предпочтительный выход сигнала (с коллектора/стока или с эмиттера).

При помощи данного расчета можно вычислить S -параметры транзистора, используя окончательную матрицу Z -параметров. Также данная методика расчетов позволяет получать напряжения и токи на выводах транзистора, знание которых особенно важно при проектировании транзисторных генераторов, перестраиваемых по частоте варикапами.

По методике, представленной выше, были спроектированы генераторы, управляемые напряжением (ГУН) сантиметрового диапазона длин волн в рамках научно-исследовательской работы, проводимой в АО «ЦКБА».

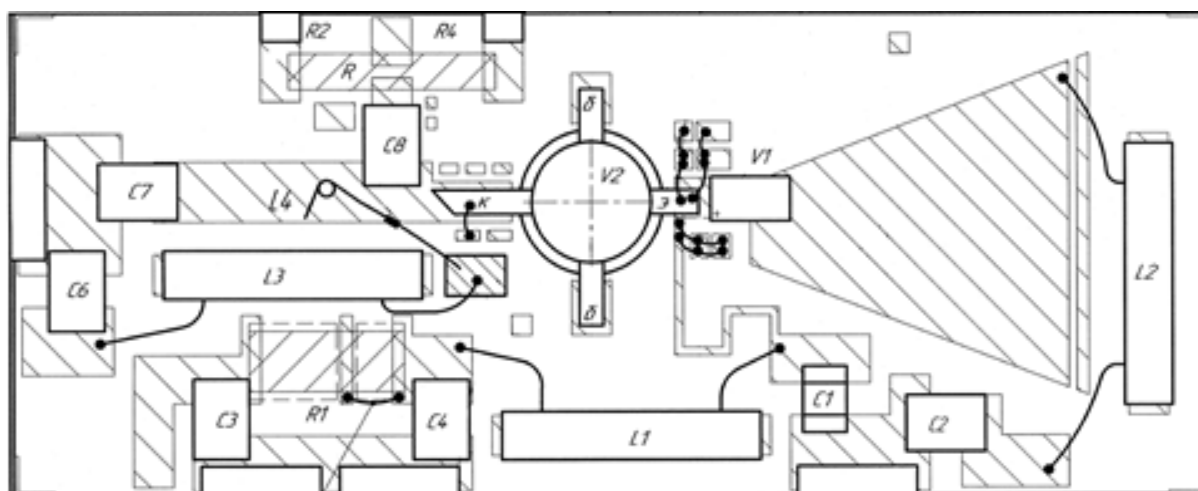


Рис. 2. Топология генератора, управляемого напряжением на транзисторе 2Т647А с варикапом 3В180

ГУН, представленный на рис. 2, рассчитан на центральную частоту 3,5 ГГц. В данном генераторе в качестве перестраиваемого элемента используется варикап 3В180 производства АО «НИИПП», г. Томск. Данный варикап обладает плавным переходом, что позволяет получить перестройку по частоте порядка 400 МГц.

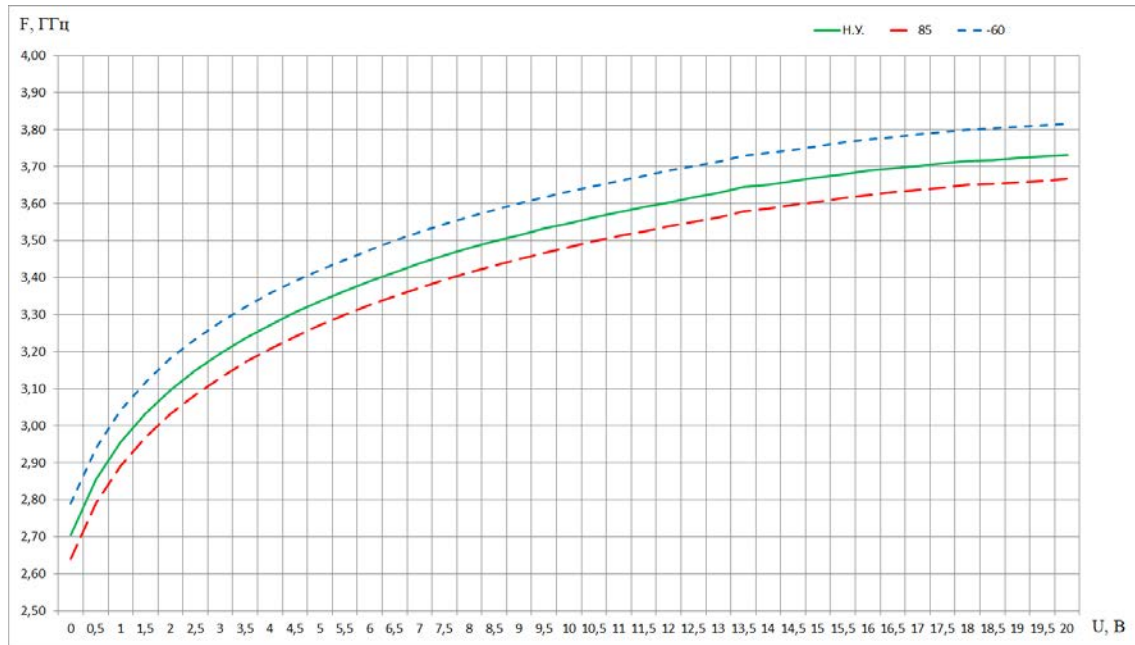


Рис. 3. Зависимость частоты от управляющего напряжения ГУН на транзисторе 2Т647А с варикапом 3В180

На рис. 3 показана зависимость частоты от управляющего напряжения. Согласно графику генератор перестраивается равномерно, при этом перекрытие по частоте составляет 420 МГц. На рис. 4 и 5 показаны спектры сигнала при близкой отстройке и в широком диапазоне.

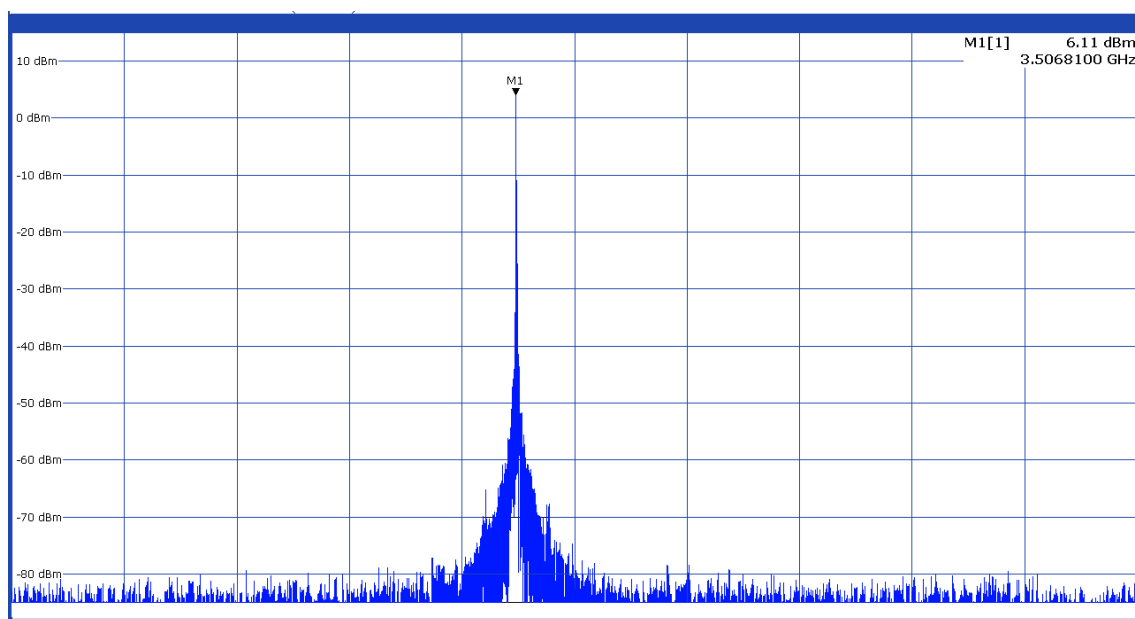


Рис. 4. Спектр сигнала при близкой отстройке

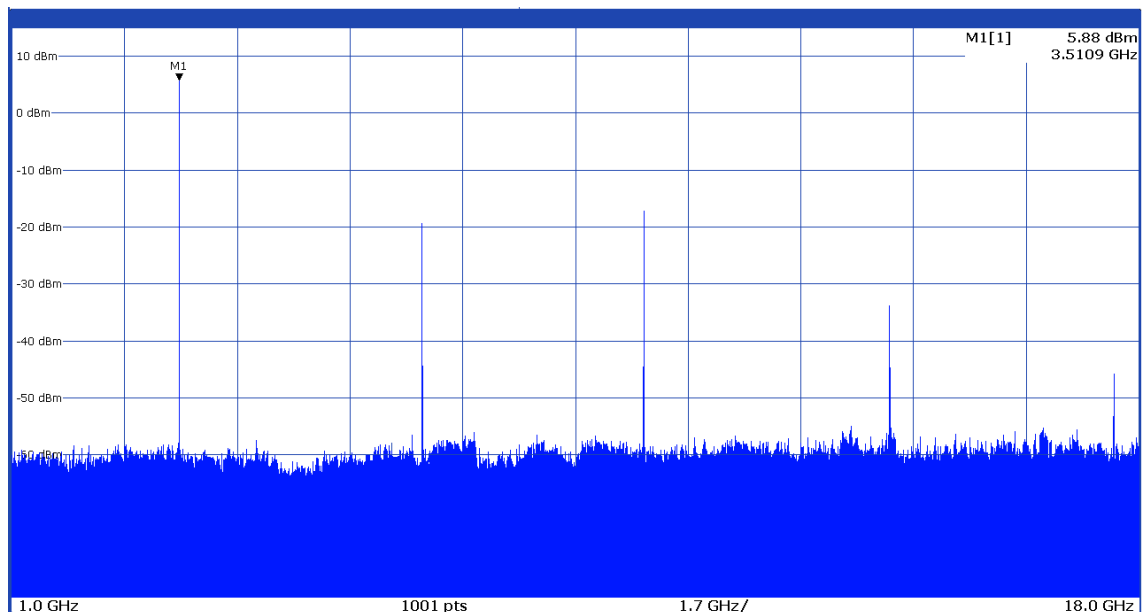


Рис. 5. Спектр сигнала в широком диапазоне

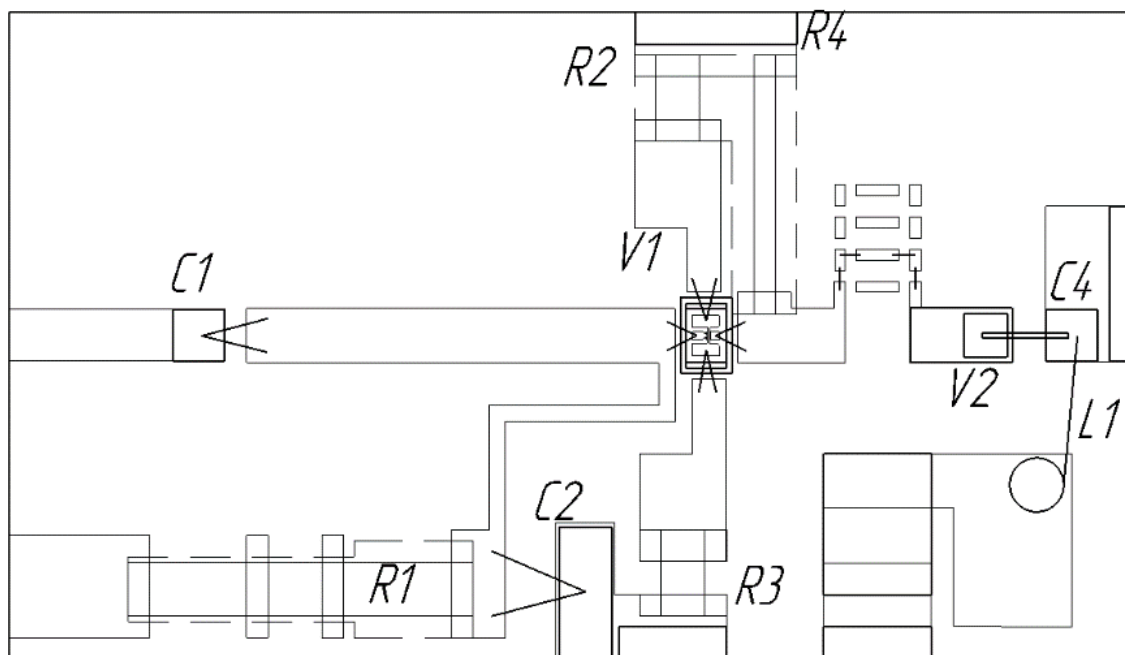


Рис. 6. Топология генератора, управляемого напряжением на транзисторе 3П3102Б с варикапом «Принцип»

ГУН, топология которого представлена на рис. 6, работает на центральной частоте 5,5 ГГц. В основе данного генератора - бескорпусной полевой транзистор 3П3102Б и варикап «Принцип» (производство НПП «Исток», г. Фрязино). Данный варикап обладает сверхрезким переходом. Это позволяет получить ГУН с перекрытием по частоте 1,5 ГГц, но при этом возникает неравномерность крутизны в диапазоне перестройки (рис. 7). Также этот ГУН имеет небольшие габаритные размеры, что позволяет разрабатывать компактные микросборки.

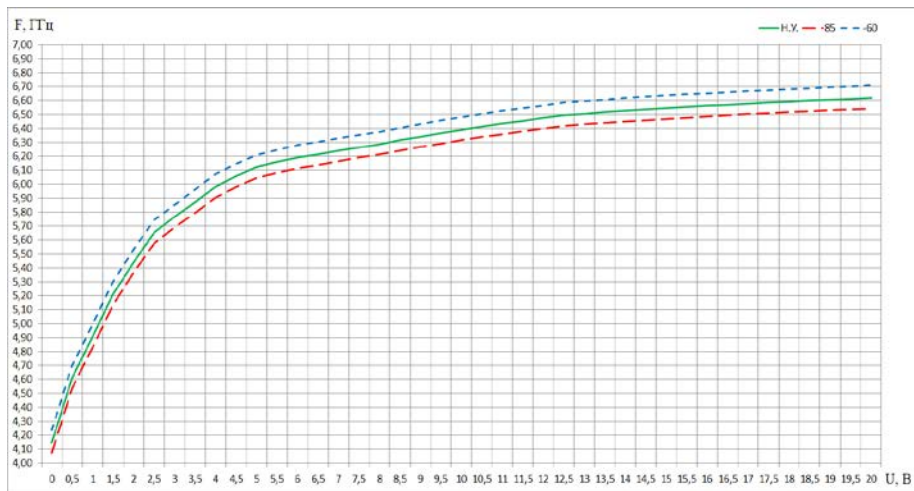


Рис. 7. Зависимость частоты от управляющего напряжения ГУН на транзисторе 3П3102Б с варикапом «Принцип»

На рис. 8 и 9 показаны спектры сигнала ГУН при близкой отстройке и в широком диапазоне.

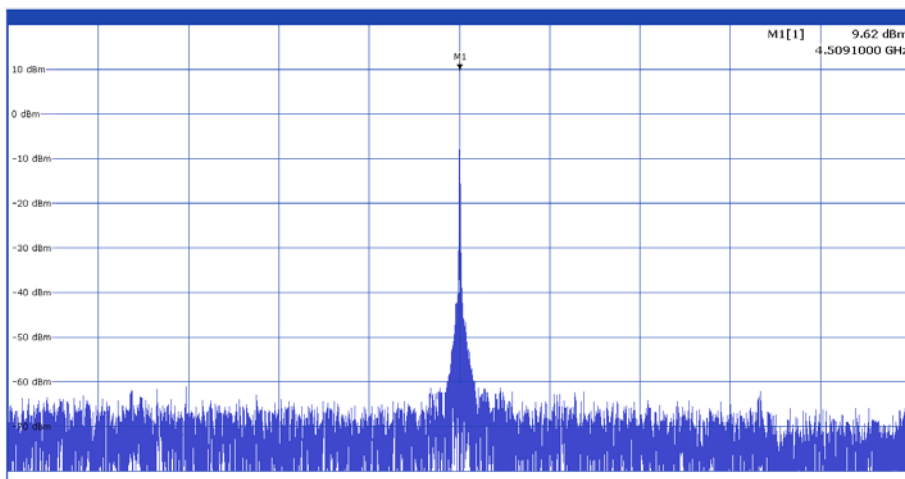


Рис. 8. Спектр сигнала при близкой отстройке

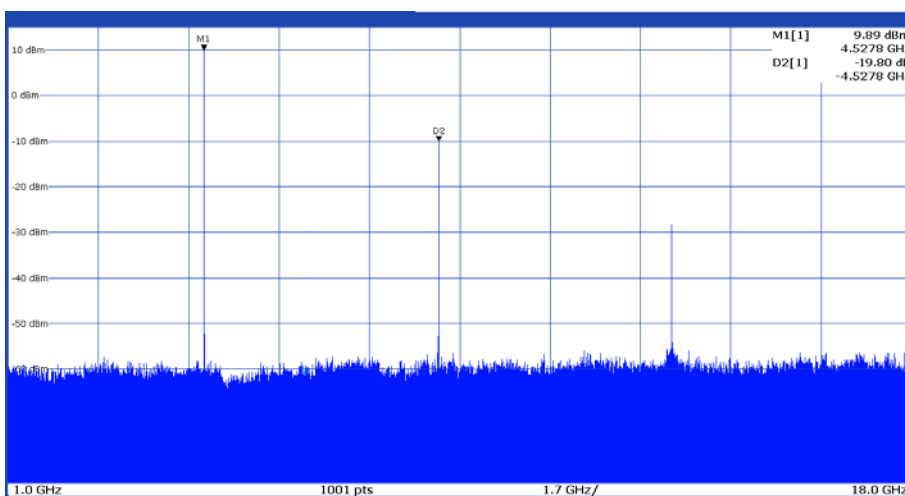


Рис. 9. Спектр сигнала в широком диапазоне

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На основании выше описанного способа был рассчитан ряд генераторов на транзисторах, реализация которых показала достаточное для практических целей совпадение теоретических и экспериментальных результатов.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методика, представленная в данной статье, позволяет проектировать генераторы на фиксированную частоту и генераторы, перестраиваемые по частоте варикапами.

Также данная методика позволяет рассчитать генератор на полностью отечественной новой и современной электронно-компонентной элементной базе.

Руководствуясь данной методикой, можно рассчитать генераторы на любой диапазон рабочих частот, используя только элементы с распределенными параметрами. При этом разработанные генераторы технологичны, ремонтпригодны и имеют небольшие габаритные размеры.

В приведенной статье генераторы рассчитаны с запасом перестройки по частоте, обеспечивая гарантированную работу в заданном диапазоне частот. Помимо этого данные генераторы имеют низкий уровень паразитных спектральных составляющих даже при крайних климатических условиях.

Спроектированные генераторы работают в основном составе синтезаторов с фазовой автоподстройкой частоты, которые выполнены на отечественной элементной базе.

При самостоятельном проектировании генераторов на российской элементной базе снимается критическая зависимость от покупных генераторов иностранного производства, перекрывая большую часть внутренних потребностей предприятия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов А. В., Кревский М. А. Транзисторные автогенераторы гармонических СВЧ колебаний. М.: Горячая линия – Телеком, 2021. – 276 с. ISBN 978-5-9912-0934-2.
2. Катунский Е. А. Метод расчета энергетических характеристик транзисторного автогенератора СВЧ с применением параметров ограничения // Труды IV международной конференции актуальные проблемы электронного приборостроения. 1998. Т. 16. №12. С. 3–5.

**БАЛАНСНЫЙ УДВОИТЕЛЬ СВЕРХВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ
СО СНИЖЕННЫМ ВХОДНЫМ И ВЫХОДНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ОТРАЖЕНИЯ**

**BALANCED MICROWAVE FREQUENCY DOUBLER WITH REDUCED INPUT
AND OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT**

С. Ф. Аткишкин

АО «НИИ «ЭКРАН», г. Самара, Россия

S. F. Atkishkin

JSC «NII «EKTRAN», Samara, Russia

Аннотация. Представлена математическая модель умножителя частоты, на основании которой разработана методика проектирования балансного умножителя частоты со сниженным входным и выходным коэффициентом отражения. Путем экспериментального исследования опытного образца умножителя частоты проведена проверка работоспособности представленной схемы умножителя частоты, а также методики его проектирования. Приведены экспериментальные характеристики коэффициента преобразования, степени подавления паразитных гармоник, а также входного и выходного коэффициентов отражения. Намечены пути улучшения характеристик предложенной схемы умножителя частоты.

Ключевые слова: балансный умножитель частоты, балансный преобразователь, квадратурный мост Ланге, синфазный делитель Вилкинсона, коэффициент отражения.

I. ВВЕДЕНИЕ

Умножители частоты находят широкое применение в устройствах генерации и формирования СВЧ сигналов [1]. Среди удвоителей частоты наибольшей полосой пропускания при значительном уровне подавления паразитных гармоник обладают балансные удвоители частоты [2]. Одним из недостатков балансных умножителей частоты является высокий коэффициент отражения по входу и выходу, достигающий минус 5...минус 7 дБ [3-5]. Высокое значение коэффициента отражения по входу и выходу умножителя частоты может приводить к нежелательному самовозбуждению, смещению частоты опорного генератора за счет изменения его рабочей точки, а также к другим негативным проявлениям.

Высокое значение коэффициента отражения балансных умножителей частоты обусловлено выбором рабочей точки активного прибора (транзистора) в области отсечки, что делает входной и выходной импеданс активного прибора преимущественно реактивным [6]. Это в свою очередь затрудняет согласование активного прибора в широкой полосе частот с помощью реактивных согласующих устройств.

Известно, что в балансных усилителях мощности для снижения коэффициента отражения по входу и выходу усилителя используется интерференционное подавление отраженных волн от близких по параметрам и рабочей точке активных приборов. Данный прием за счет некоторого усложнения может быть применен и в случае умножителей частоты [7].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Ранее, в работе [7], была представлена математическая модель балансного удвоителя частоты со сниженным значением входного и выходного коэффициента отражения и теоретически исследованы ее свойства. Данная работа направлена на экспериментальное подтверждение работоспособности предложенной ранее [7] схемы, а также разработку методики проектирования представленной схемы умножения частоты.

III. ТЕОРИЯ

Для разработки методики проектирования балансного умножителя частоты со сниженным значением входного и выходного коэффициента отражения рассмотрим схему умножителя частоты, изображенную на рис.1, и математическую модель, представленные в [7].

На входе и выходе умножителя частоты установлены квадратурные мосты 1, 10. Они, как и в схеме балансного усилителя мощности, обеспечивают противофазное суммирование отраженных волн от входа и выхода активных устройств 4-7. При этом часть отраженных от активных устройств 4-7 волн проходит на изолированные порты D и W квадратурных преобразователей 1, 10 и поглощается в согласованной нагрузке. Балансные преобразователи 2, 3, синфазные сумматоры СВЧ мощности 8, 9 совместно с квадратурными мостами 1 и 10 обеспечивают противофазное суммирование мощности от активных устройств 4-7 на первой и третьей гармонике и квадратурное суммирование мощности между парами активных устройств 4-7 на второй гармонике. Последнее является одним из недостатков представленной схемы удвоения частоты.

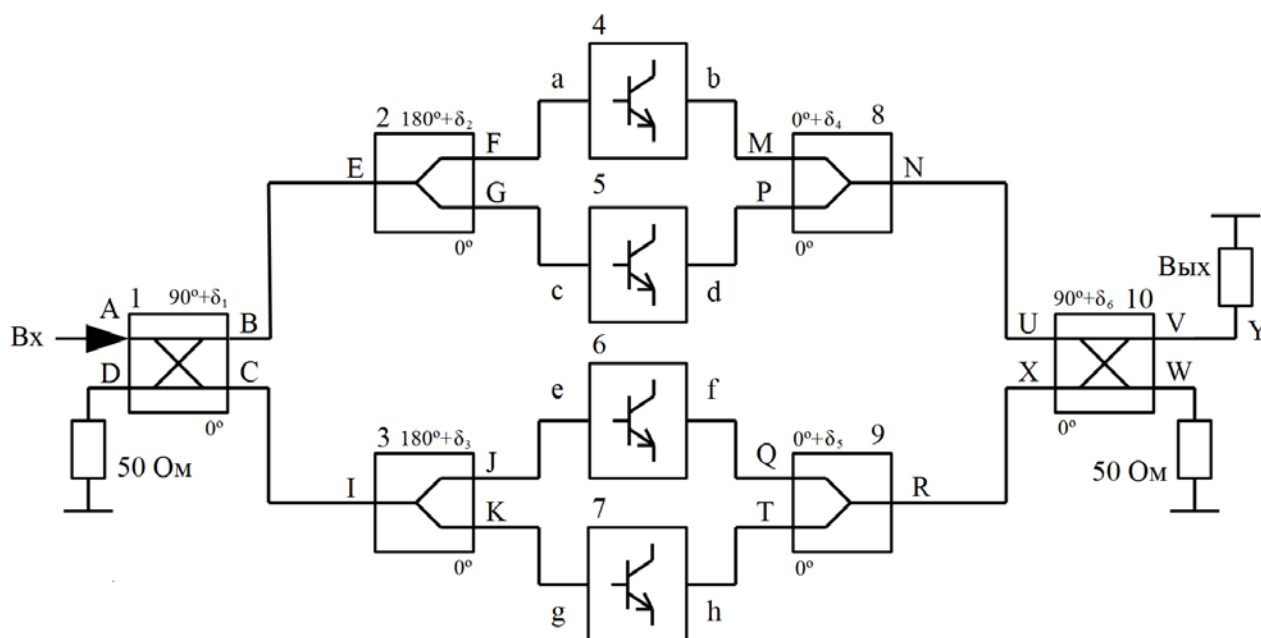


Рис. 1. Схема балансного удвоителя сверхвысокой частоты со сниженным значением входного и выходного коэффициентов отражения:

- 1, 10 – квадратурные преобразователи; 2, 3 – балансные преобразователи;
- 4, 5, 6, 7 – активные приборы; 8, 9 – синфазные сумматоры СВЧ мощности

Согласно [7] входной комплексный коэффициент отражения умножителя частоты на первой гармонике может быть приближенно представлен в виде следующего выражения:

$$\begin{aligned}
S_{AA11}^e &= S_{AA11} + S_{EE11} |S_{BA11} S_{AB11}| e^{-j\pi-2j\delta_1} + S_{II11} |S_{CA11} S_{AC11}| + \\
&+ S_{aa11} |S_{BA11} S_{AB11} S_{FE11} S_{EF11}| e^{-3j\pi-2j\delta_1-2j\delta_2} + S_{cc11} |S_{BA11} S_{AB11} S_{GE11} S_{EG11}| e^{-j\pi-2j\delta_1} + , \\
&+ S_{ee11} |S_{CA11} S_{AC11} S_{II11} S_{II11}| e^{-2j\pi-2j\delta_3} + S_{gg11} |S_{CA11} S_{AC11} S_{KI11} S_{IK11}|
\end{aligned} \tag{1}$$

где S_{AA11} , S_{EE11} , S_{AB11} , S_{BA11} , S_{II11} , S_{CA11} , S_{AC11} , S_{FE11} , S_{EF11} , S_{GE11} , S_{EG11} , S_{II11} , S_{IJ11} , S_{KI11} , S_{IK11} – параметры рассеяния пассивных устройств 1-3;

S_{BA11} – представляет собой коэффициент передачи с порта A на порт B на первой гармонике входного сигнала, остальные подобные параметры рассеяния определяются аналогично;

S_{AA11} – представляет собой коэффициент отражения от порта на первой гармонике входного сигнала, остальные подобные параметры рассеяния определяются аналогично;

S_{aa11} , S_{cc11} , S_{ee11} , S_{gg11} – нелинейные входные коэффициенты отражения активных приборов 4-7;

$\delta_1, \delta_2, \delta_3$ – приведенные к одному выходу фазовые неидентичности коэффициентов передачи S_{BA} (S_{AB}), S_{FE} (S_{EF}), S_{JI} (S_{IJ}) пассивных элементов 1-3 соответственно.

Аналогично выходной комплексный коэффициент отражения умножителя частоты на второй гармонике может быть приближенно представлен в виде выражения [7]:

$$\begin{aligned}
S_{VV22}^e &= S_{VV22} + S_{NN22} |S_{UV22} S_{VU22}| e^{-j\pi-2j\delta_6} + S_{RR22} |S_{XV22} S_{VX22}| + \\
&+ S_{bb22} |S_{UV22} S_{VU22} S_{MN22} S_{NM22}| e^{-j\pi-2j\delta_6-2j\delta_4} + S_{dd22} |S_{UV22} S_{VU22} S_{PN22} S_{NP22}| e^{-j\pi-2j\delta_6} + , \\
&+ S_{ff22} |S_{XV22} S_{VX22} S_{QR22} S_{RQ22}| e^{-2j\delta_5} + S_{hh22} |S_{XV22} S_{VX22} S_{TR22} S_{RT22}|
\end{aligned} \tag{2}$$

где S_{VV22} , S_{NN22} , S_{UV22} , S_{VU22} , S_{RR22} , S_{XV22} , S_{VX22} , S_{MN22} , S_{NM22} , S_{PN22} , S_{NP22} , S_{QR22} , S_{RQ22} , S_{TR22} , S_{RT22} – параметры рассеяния пассивных устройств 8-10;

S_{bb22} , S_{dd22} , S_{ff22} , S_{hh22} – нелинейные выходные коэффициенты отражения активных приборов 4-7;

$\delta_4, \delta_5, \delta_6$ – приведенные к одному выходу фазовые неидентичности коэффициентов передачи S_{NM} (S_{MN}), S_{RQ} (S_{QR}), S_{VU} (S_{UV}) пассивных элементов 8-10 соответственно.

Выражения для выходного коэффициента отражения на первой и третьей гармонике имеют вид, аналогичный выражению (2), и могут быть найдены в работе [7].

Коэффициент передачи умножителя частоты на первой, второй и третьей гармонике с учетом фазовых неидентичностей $\delta_1-\delta_6$, учитывая умножение фазовых сдвигов, можно представить в виде[7]:

$$\begin{aligned}
S_{VA11} = \frac{b_{V1}}{a_{A1}} = & \frac{|S_{BA11}| e^{-j\delta_1} |S_{FE11}| e^{-j\delta_2} S_{ba11} |S_{NMkk}| e^{-j\delta_4} |S_{VU11}| e^{-j\delta_6}}{(1-S_{VV11}S_{YY11})(1-S_{BB11}S_{EE11}^e)(1-S_{FF11}S_{aa11})(1-S_{bb11}S_{MM11}^e)(1-S_{RR11}S_{XX11}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{BA11}| e^{-j\pi-j\delta_1} |S_{GE11}| |S_{dc11}| |S_{NP11}| |S_{VU11}| e^{-j\delta_6}}{(1-S_{VV11}S_{YY11})(1-S_{BB11}S_{EE11}^e)(1-S_{GG11}S_{cc11})(1-S_{dd11}S_{PP11}^e)(1-S_{RR11}S_{XX11}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{CA11}| |S_{J11}| e^{-j\pi-j\delta_2} S_{fe11} |S_{RQ11}| |S_{VX11}|}{(1-S_{VV11}S_{YY11})(1-S_{CC11}S_{II11}^e)(1-S_{JJ11}S_{ee11})(1-S_{ff11}S_{QQ11}^e)(1-S_{RR11}S_{XX11}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{CA11}| |S_{KI11}| |S_{hg11}| |S_{RT11}| |S_{VX11}|}{(1-S_{VV11}S_{YY11})(1-S_{CC11}S_{II11}^e)(1-S_{KK11}S_{gg11})(1-S_{hh11}S_{TT11}^e)(1-S_{RR11}S_{XX11}^e)}
\end{aligned} \quad , \quad (3)$$

$$\begin{aligned}
S_{VA21} = \frac{b_{V2}}{a_{A1}} = & \frac{|S_{BA11}| e^{-j2\delta_1} |S_{FE11}| e^{-j2\delta_2} S_{ba21} |S_{NM22}| e^{-j\delta_4} |S_{VU22}| e^{-j\frac{3\pi}{2}-j\delta_6}}{(1-S_{VV22}S_{YY22})(1-S_{BB11}S_{EE11}^e)(1-S_{FF11}S_{aa11})(1-S_{bb22}S_{MM22}^e)(1-S_{RR22}S_{XX22}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{BA11}| e^{-j2\delta_1} |S_{GE11}| |S_{dc21}| |S_{NP22}| |S_{VU22}| e^{-j\frac{3\pi}{2}-j\delta_6}}{(1-S_{VV22}S_{YY22})(1-S_{BB11}S_{EE11}^e)(1-S_{GG11}S_{cc11})(1-S_{dd22}S_{PP22}^e)(1-S_{RR22}S_{XX22}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{CA11}| |S_{J11}| e^{-j2\delta_2} S_{fe21} |S_{RQ22}| |S_{VX22}|}{(1-S_{VV22}S_{YY22})(1-S_{CC11}S_{II11}^e)(1-S_{JJ11}S_{ee11})(1-S_{ff22}S_{QQ22}^e)(1-S_{RR22}S_{XX22}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{CA11}| |S_{KI11}| |S_{hg21}| |S_{RT22}| |S_{VX22}|}{(1-S_{VV22}S_{YY22})(1-S_{CC11}S_{II11}^e)(1-S_{KK11}S_{gg11})(1-S_{hh22}S_{TT22}^e)(1-S_{RR22}S_{XX22}^e)}
\end{aligned} \quad , \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
S_{VA31} = \frac{b_{V3}}{a_{A1}} = & \frac{|S_{BA11}| e^{-j3\delta_1} |S_{FE11}| e^{-j\pi-j3\delta_2} S_{ba11} |S_{NMkk}| e^{-j\delta_4} |S_{VU11}| e^{-j\delta_6}}{(1-S_{VV33}S_{YY33})(1-S_{BB11}S_{EE11}^e)(1-S_{FF11}S_{aa11})(1-S_{bb33}S_{MM33}^e)(1-S_{RR33}S_{XX33}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{BA11}| e^{-j3\delta_1} |S_{GE11}| |S_{dc11}| |S_{NP11}| |S_{VU11}| e^{-j\delta_6}}{(1-S_{VV33}S_{YY33})(1-S_{BB11}S_{EE11}^e)(1-S_{GG11}S_{cc11})(1-S_{dd33}S_{PP33}^e)(1-S_{RR33}S_{XX33}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{CA11}| |S_{J11}| e^{-j\pi-j3\delta_2} S_{fe11} |S_{RQ11}| |S_{VX11}|}{(1-S_{VV33}S_{YY33})(1-S_{CC11}S_{II11}^e)(1-S_{JJ11}S_{ee11})(1-S_{ff33}S_{QQ33}^e)(1-S_{RR33}S_{XX33}^e)} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{CA11}| |S_{KI11}| |S_{hg11}| |S_{RT11}| |S_{VX11}|}{(1-S_{VV33}S_{YY33})(1-S_{CC11}S_{II11}^e)(1-S_{KK11}S_{gg11})(1-S_{hh33}S_{TT33}^e)(1-S_{RR33}S_{XX33}^e)}
\end{aligned} \quad , \quad (5)$$

где j – мнимая единица;

a_{A1} – комплексная амплитуда падающей на порт A волны напряжения на первой гармонике от источника сигнала;

$$S_{EEkk}^e = S_{EEkk} + S_{FEkk} S_{aakk} S_{EFkk} + S_{GEkk} S_{cckk} S_{EGkk} ,$$

$$S_{IIkk}^e = S_{IIkk} + S_{JIKk} S_{eekk} S_{IJKk} + S_{KIKk} S_{gkkk} S_{IKkk} ,$$

$$S_{MMkk}^e = S_{MMkk} + S_{NMkk} S_{UUKk} S_{MNkk} + S_{NMkk} S_{VUKk} S_{YYkk} S_{UVkk} S_{MNkk} ,$$

$$S_{PPkk}^e = S_{PPkk} + S_{NPkk} S_{UUKk} S_{PNkk} + S_{NPkk} S_{VUKk} S_{YYkk} S_{UVkk} S_{PNkk} ,$$

$$S_{QQkk}^e = S_{QQkk} + S_{RQkk} S_{XXkk} S_{QRkk} + S_{RQkk} S_{VXkk} S_{YYkk} S_{XVkk} S_{QRkk} ,$$

$$S_{TTkk}^e = S_{TTkk} + S_{RTkk} S_{XXkk} S_{TRkk} + S_{RTkk} S_{VXkk} S_{YYkk} S_{XVkk} S_{TRkk},$$

$$S_{UUkk}^e = S_{UUkk} + S_{VUkk} S_{YYkk} S_{UVkk},$$

$$S_{XXkk}^e = S_{XXkk} + S_{VXkk} S_{YYkk} S_{XVkk},$$

$$k = 1...3.$$

IV. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Проектирование балансного умножителя частоты начинается с выбора активного прибора с требуемой граничной частотой усиления [8]. Анализ публикаций, затрагивающих проектирование интегральных балансных удвоителей частоты, показывает, что граничная частота усиления активного прибора должна превосходить наивысшую частоту второй гармоники, по крайней мере, в 1.1...1.2 [9,10] раза в случае полевых транзисторов (данные приведены для РНЕМТ). В случае SiGe биполярных транзисторов на основе гетероструктур граничная частота усиления активного прибора должна превосходить наивысшую частоту второй гармоники в 2.5...6 [11, 12] раз. Такой запас по граничной частоте в случае биполярных транзисторов на основе гетероструктур по всей видимости вызван сильной пропорциональной зависимостью граничной частоты от тока коллектора в случае SiGe-транзисторов [13,14]. Указанная зависимость, учитывая необходимость смещения активного прибора в область отсечки, где ток коллектора мал, ужесточает требования к граничной частоте биполярных транзисторов. Стоит отметить, что схожая зависимость граничной частоты наблюдается для полевых РНЕМТ транзисторов от напряжения на затворе и напряжения между стоком и истоком [8], однако с возрастанием напряжения сток-исток она становится более пологой [8]. Применение СВЧ транзисторов, помещенных в корпус из-за паразитных емкостей и индуктивностей выводов, перемычек и других элементов корпуса, дополнительно увеличивает требуемый запас по граничной частоте.

Следующим этапом после выбора подходящего по технологии и характеристикам активного прибора является смещение активных приборов в требуемую рабочую точку. Для этого необходимо определить параметры смещения активных приборов 4-7 (рис. 1), обеспечивающие максимизацию коэффициента преобразования во вторую гармонику и коэффициента подавления паразитных гармоник. Из выражения (4) видно, что для увеличения мощности полезного сигнала (второй гармоники) и снижения мощности паразитных гармоник необходимо максимизировать нелинейные коэффициенты передачи $S_{ba21}, S_{dc21}, S_{fe21}, S_{hg21}$ и минимизировать нелинейные коэффициенты передачи $S_{ba11}, S_{dc11}, S_{fe11}, S_{hg11}, S_{ba31}, S_{dc31}, S_{fe31}, S_{hg31}$. Для увеличения коэффициентов передачи $S_{ba21}, S_{dc21}, S_{fe21}, S_{hg21}$ и уменьшения коэффициентов передачи $S_{ba11}, S_{dc11}, S_{fe11}, S_{hg11}$ следует уменьшать угол проводимости активных приборов 4-7, переводя их в режим, близкий к области отсечки [15]. В случае биполярных активных приборов следует помнить о снижении граничной частоты при уменьшении тока коллектора. Практически для определения параметров смещения необходимо провести численную оптимизацию (варьирование параметров смещения активного прибора – ток базы, напряжение коллектор-эмиттер, напряжение на затворе, напряжение сток-исток), целью которого является максимизация нелинейных параметров $S_{ba21}, S_{dc21}, S_{fe21}, S_{hg21}$ и минимизация нелинейных

параметров $S_{ba11}, S_{dc11}, S_{fe11}, S_{hg11}, S_{ba31}, S_{dc31}, S_{fe31}, S_{hg31}$. Методика выделения нелинейных параметров рассеяния может быть найдена в работах [16, 17].

Следующий этап предполагает проектирование балансных преобразователей 2 и 3, синфазных сумматоров СВЧ мощности 8, 9, а также квадратурных мостов 1 и 10. Рассмотрение методик проектирования указанных пассивных СВЧ устройств ввиду сложности и обширности вопроса выходит за рамки указанной статьи. По этой причине рассмотрим рекомендации и указания, которыми следует руководствоваться при проектировании пассивных устройств 1-3, 8-10.

Анализируя выражения (3)-(5) можно видеть, что подавление сигналов первой и третьей гармоники осуществляется противофазным суммированием указанных сигналов внутри пар активных приборов 4, 5 и 6, 7. По этой причине фазовые и амплитудные неидентичности квадратурных мостов 1 и 10 не оказывают существенного воздействия на степень подавления паразитных гармоник и мощность сигнала второй гармоники. Для примера: амплитудная неидентичность величиной 1 дБ между коэффициентами передачи S_{BA11} и S_{CA11} квадратурного моста 1 согласно расчетам по выражениям (3)-(5) приводит к изменению мощности сигнала второй и третьей гармоники на 0.5 дБ. При этом изменение уровня подавления сигнала первой гармоники находилось в диапазоне 0.5...3 дБ в зависимости от частоты. Аналогично фазовая неидентичность величиной 10° между коэффициентами передачи S_{BA11} и S_{CA11} квадратурного моста 1 согласно расчетам по выражениям (3)-(5) приводит к изменению мощности сигнала второй гармоники на 0.6 дБ. Изменение уровня подавления сигнала первой гармоники при этом находилось в диапазоне 0.5...5 дБ в зависимости от частоты. Заметного изменения уровня подавления сигнала третьей гармоники не наблюдалось. Аналогичные замечания справедливы для амплитудной и фазовой неидентичности квадратурного моста 10. Фазовая неидентичность квадратурного моста 1, в силу умножения фазовых сдвигов при умножении частоты, оказывает большее влияние на уровень полезной выходной мощности и степени подавления паразитных гармоник умножителя частоты по сравнению с фазовой неидентичностью квадратурного моста 10.

Как указывалось выше, подавление сигналов первой и третьей гармоники на выходе умножителя частоты обеспечивается противофазной работой активных приборов 4, 5 и 6, 7. По этой причине амплитудная и фазовая неидентичность балансных преобразователей 2, 3 имеет существенное влияние на степень подавления паразитных гармоник. Так, амплитудная неидентичность величиной 1 дБ между коэффициентами передачи S_{FE11} и S_{GE11} балансного преобразователя 2 приводит к снижению степени подавления сигнала первой гармоники на 10-20 дБ. Аналогично фазовая неидентичность величиной 10° между коэффициентами передачи S_{FE11} и S_{GE11} балансного преобразователя 2 приводит к снижению степени подавления сигнала первой гармоники на 20-30 дБ. Амплитудные и фазовые неидентичности коэффициентов передачи S_{FE11} и S_{GE11} оказывают слабое влияние (около 0.5 дБ) на уровень сигнала второй гармоники и умеренное влияние на уровень сигнала третьей гармоники (в пределах 0.5-6 дБ в зависимости от частоты).

Амплитудная неидентичность величиной 1 дБ между коэффициентами передачи S_{NM11} и S_{NP11} синфазного сумматора СВЧ мощности 8 приводит к снижению степени подавления сигнала первой гармоники на 10-20 дБ. Аналогично фазовая неидентичность величиной 10°

между коэффициентами передачи S_{NM11} и S_{NP11} балансного преобразователя 2 приводит к снижению степени подавления сигнала первой гармоники на 10-25 дБ. Амплитудные и фазовые неидентичности коэффициентов передачи S_{NM11} и S_{NP11} оказывают слабое влияние (около 0.5 дБ) на уровень сигнала второй гармоники и умеренное влияние на уровень сигнала третьей гармоники (в пределах 0.5-6 дБ в зависимости от частоты).

Стоит также отметить, что полоса рабочих частот синфазных сумматоров СВЧ мощности 8, 9 и квадратурного моста 10 в идеализированном случае должна перекрывать диапазон частот первой, второй и третьей гармоники для обеспечения требуемого коэффициента подавления паразитных гармоник на выходе умножителя частоты.

V. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для экспериментальной проверки представленной схемы умножителя частоты по приведенной выше методике был разработан и изготовлен макет умножителя частоты, представленный на рис. 2. Умножитель частоты был спроектирован для работы в диапазоне частот 1...2 ГГц.

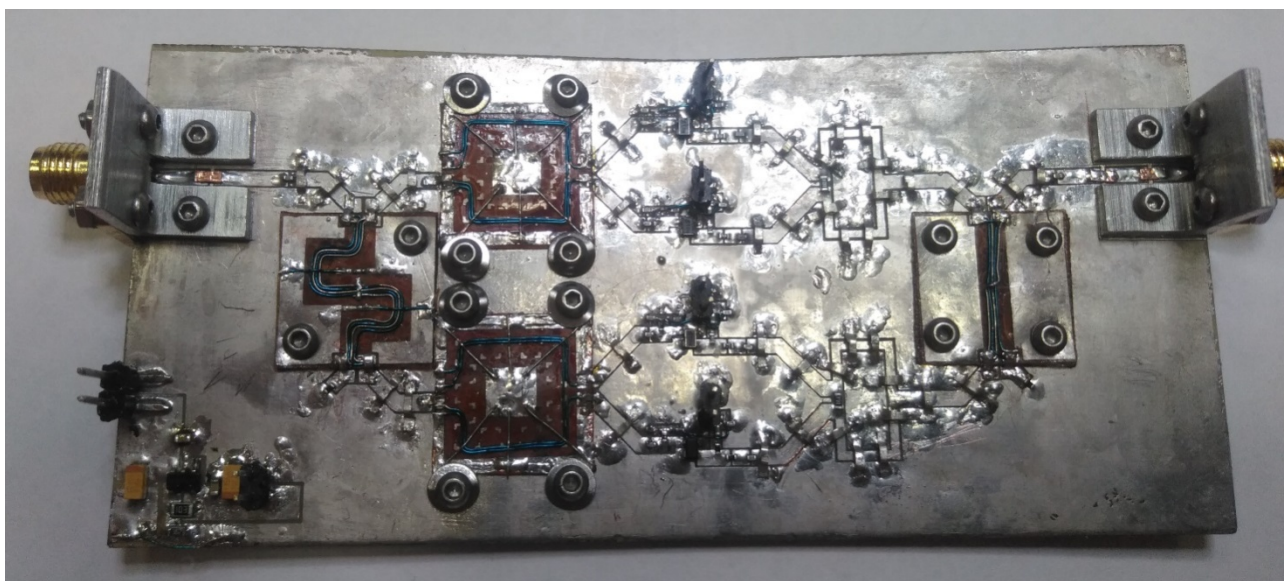


Рис. 2. Экспериментальный образец балансного удвоителя сверхвысокой частоты

За исключением пассивных устройств 1-3, 8-10 при топологическом проектировании умножителя частоты для соединения элементов умножителя частоты между собой был применен копланарный волновод без заземляющей плоскости с противоположной стороны. Топология умножителя частоты выполнена на фольгированном с одной стороны стеклотекстолите FR-4 толщиной 0.5 мм с диэлектрической проницаемостью 4.3...4.5 на частоте 1 ГГц.

Входной и выходной квадратурные мосты 1, 10 выполнены по схеме Ланге на микрополосковой линии с центральным проводником круглого сечения [18] на основании толщиной 0.5 мм из полиимида с диэлектрической проницаемостью 3.3. Квадратурный мост 1 рассчитан на центральную частоту 1.5 ГГц и выполнен в виде меандра для уменьшения площа-

ди. Балансные преобразователи 2, 3 выполнены по схеме Маршанда на микрополосковой линии с центральным проводником круглого сечения также на основании толщиной 0.5 мм из полиимида и рассчитаны на центральную частоту 2 ГГц (полоса рабочих частот 1...3 ГГц). Соединение квадратурных мостов 1, 10, балансных преобразователей 2, 3 с копланарной линией передачи выполнено с помощью перемычек из фольги. Синфазные сумматоры СВЧ мощности 8 и 9 выполнены по схеме Вилкинсона, рассчитаны на центральную частоту 3 ГГц и выполнены непосредственно на основании из стеклотекстолита.

В качестве активных приборов 4-7 использованы SiGe-транзисторы BFP840ESD (фирма Infineon, Германия) по схеме включения с общим эмиттером и напряжением коллектор-эмиттер равным 1.87 В. В коллекторную цепь транзистора для максимизации коэффициента преобразования были включены резистор и дроссель с номинальными значениями 62 Ом и 4.7 нГн соответственно. База транзистора смещена через резистор с номинальным сопротивлением 100 кОм от напряжения 1.87 В. Номиналы элементов получены в результате нелинейного численного моделирования умножителя частоты с применением метода гармонического баланса.

Характеристики умножителя частоты измерены с помощью генератора сигналов N5183A (ф. Keysight, США) и векторного анализатора цепей/анализатора спектра N9917A (ф. Keysight, США).

На рис. 3 представлен график зависимости выходной мощности сигналов первой, второй, третьей и четвертой гармоники на выходе умножителя от частоты входного сигнала мощностью 0 дБ/мВт.

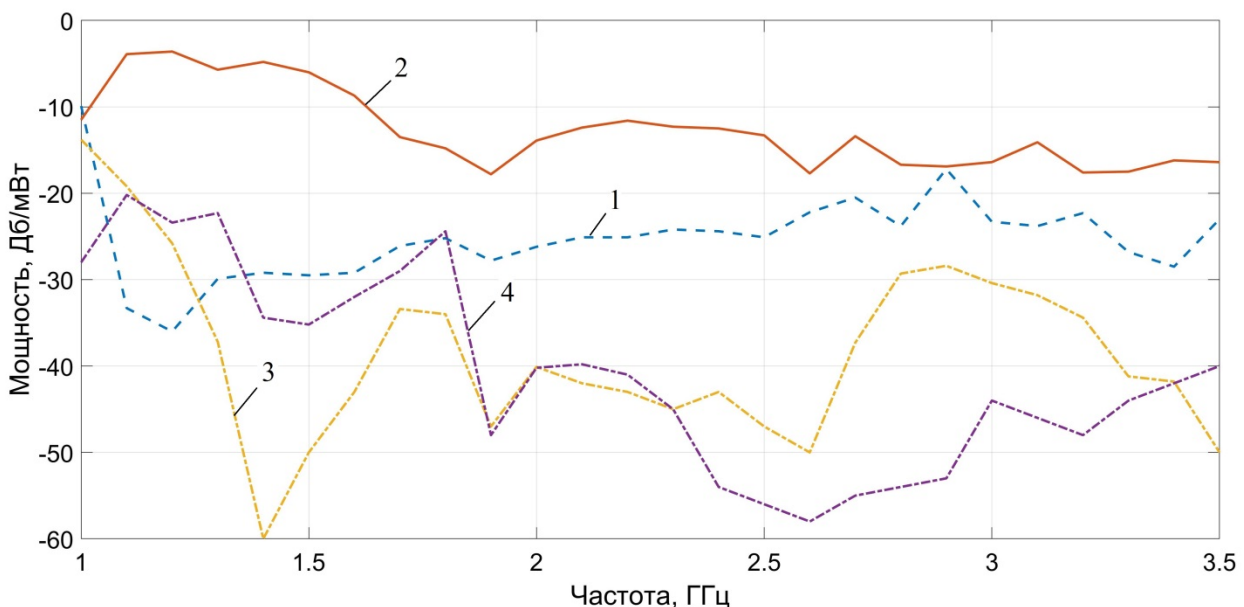


Рис. 3. График зависимости мощности 1-й, 2-й, 3-й, 4-й гармоник входного сигнала на выходе умножителя частоты от частоты входного сигнала при мощности входного сигнала 0 дБ/мВт:

- 1 – мощность сигнала первой гармоники; 2 – мощность сигнала второй гармоники;
- 3 – мощность сигнала третьей гармоники; 4 – мощность сигнала четвертой гармоники

На рис. 4 представлен график зависимости уровня подавления сигналов первой, третьей и четвертой гармоники на выходе умножителя от частоты входного сигнала мощностью 0 дБ/мВт.

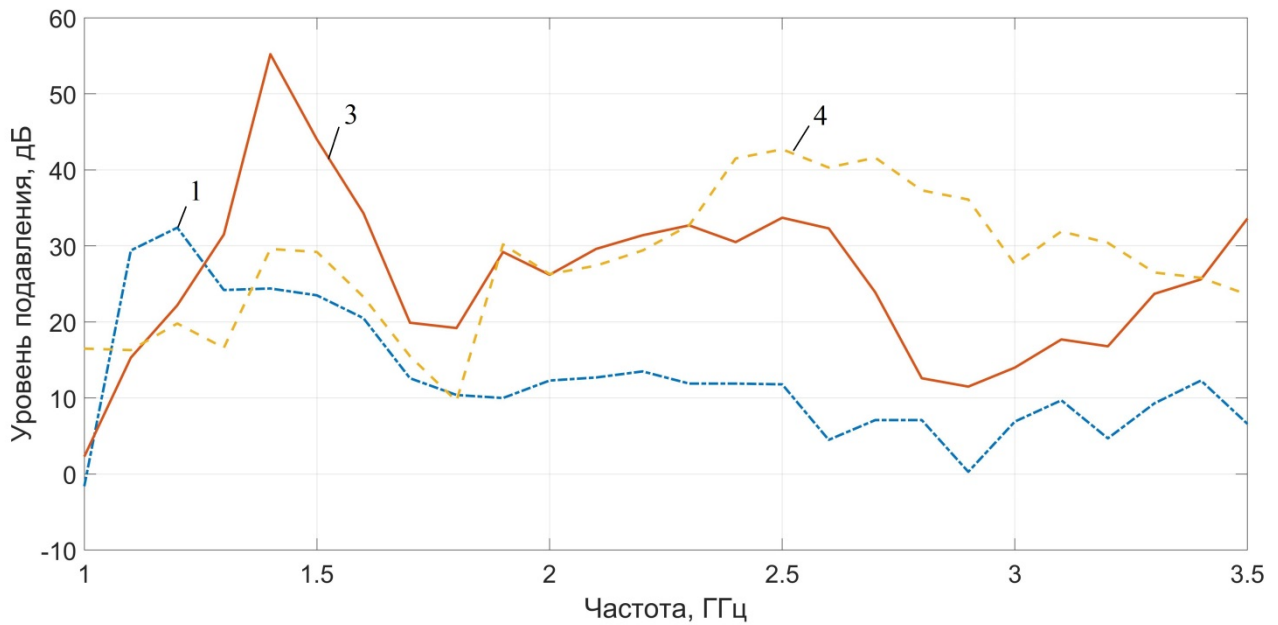


Рис. 4. График зависимости уровня подавления 1-й, 3-й, 4-й гармоник входного сигнала на выходе умножителя частоты от частоты входного сигнала при мощности входного сигнала 0 дБ/мВт:

1 – уровень подавления сигнала первой гармоники; 3 – уровень подавления сигнала третьей гармоники; 4 – уровень подавления сигнала четвертой гармоники

На рис. 5 представлен график зависимости модуля входного и выходного коэффициента отражения умножителя частоты.

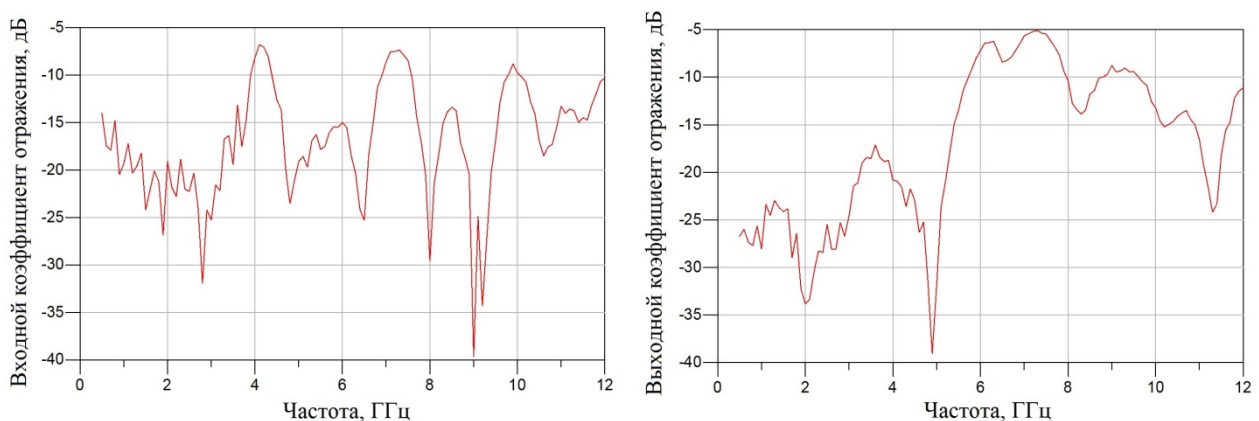


Рис. 5. График зависимости модуля входного (слева) и выходного (справа) коэффициентов отражения от частоты

VI. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Из графиков на рис. 3 и рис. 4 видно, что представленная схема умножителя обладает коэффициентом преобразования минус 3.9...минус 6.0 и неравномерностью выходной мощности в пределах 3 дБ в ограниченной полосе частот 1.1...1.6 ГГц. Степень подавления паразитных гармоник в указанной полосе частот составляет не менее 15 дБ. По коэффициенту преобразования и степени подавления паразитных гармоник представленная схема умножителя частоты не уступает существующим балансным умножителям частоты [19]. Из графика на рис. 5 можно сделать вывод о том, что представленная схема умножителя частоты обладает существенно более низким (на 10-15 дБ и более) значением модуля входного и выходного коэффициентов отражения по сравнению с существующими аналогами [4, 5, 19]. Это достигается за счет суммирования в противофазе отраженных волн на входе и выходе умножителя частоты, а также частичного поглощения отраженных волн в согласованных нагрузках, на которые нагружены изолированные порты квадратурных мостов 1 и 10. Нижним пределом входного и выходного коэффициентов отражения умножителя частоты, как видно из выражений (1) и (2), является коэффициент отражения квадратурных мостов 1, 10 соответственно.

Как видно из графиков на рис. 3, представленная схема умножителя частоты существенно уступает существующим аналогам по полосе рабочих частот. Примененный в данном образце балансный преобразователь имеет полосу рабочих частот 1...3 ГГц по уровню минус 4 дБ. Известно также, что одноступенчатый делитель/сумматор по схеме Вилкинсона при приемлемых коэффициентах отражения и развязке между портами также обладает полосой рабочих частот около октавы. Исходя из этого, полоса рабочих частот представленного экспериментального образца существенно ограничивается полосой рабочих частот квадратурных мостов 1 и 10, выполненных по схеме Ланге. Следовательно, полоса рабочих умножителя частоты может быть расширена до октавы и более при применении соответствующих сверхширокополосных квадратурных мостов 1, 10, балансных преобразователей 2, 3 и синфазных сумматоров 8, 9. Данное заключение подтверждается результатами моделирования [7], проведенными с использованием измеренных характеристик сверхширокополосных квадратурных мостов, балансных преобразователей и синфазных сумматоров. Кроме того, балансные преобразователи 2, 3 могут быть заменены на активные, что позволит как расширить полосу рабочих частот, так и уменьшить габариты умножителя частоты.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные экспериментальные данные подтверждают работоспособность предложенной схемы умножителя частоты. Приведенная методика проектирования и рекомендации, приведенные в соответствующем разделе, позволяют выполнить проектирование вновь предложенной схемы умножителя сверхвысокой частоты. Предложенная схема умножителя частоты может найти применение в тех устройствах формирования и генерации сигналов, где выдвигаются жесткие требования по величине модуля коэффициента отражения.

Фазовые и амплитудные неидентичности балансных преобразователей и синфазных сумматоров СВЧ мощности имеют значительное влияние на степень подавления паразитных гармоник. По этой причине при проектировании умножителя частоты по предложенной схе-

ме следует стремиться к минимизации указанных величин. Вторичным эффектом при этом является изменение активной рабочей точки активных приборов из-за амплитудной неидентичности стоящих перед ними балансных преобразователей. Это дополнительно снижает степень подавления паразитных гармоник. Стоит также учитывать умножение фазовых неидентичностей квадратурного моста и балансных преобразователей, стоящих до активных приборов, происходящее вследствие умножения частоты. Последнее осложняет подавление сигнала третьей гармоники на выходе умножителя частоты и ужесточает требования к балансным преобразователям.

Фазовые неидентичности в пределах 10° и амплитудные неидентичности в пределах 1 дБ квадратурных мостов на входе и выходе умножителя частоты не влияют существенно на уровень второй гармоники и степень подавления паразитных гармоник.

Полоса рабочих частот квадратурных преобразователей на входе и выходе умножителя существенно ограничивает полосу рабочих частот умножителя частоты. Для достижения полосы рабочих частот в октаву и более квадратурные мосты, балансные преобразователи, синфазные сумматоры СВЧ мощности должны быть сверхширокополосными.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает благодарность своему научному руководителю Нестерову Владимиру Николаевичу, АО «Самарский электромеханический завод».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Chiu J.-C., Chang C.-P., Hounq M.-P., Wang Y.-H. A 12–36 GHz PHEMT MMIC Balanced Frequency Tripler//IEEE Microwave and wireless components letters. 2006. №1. VOL16. PP. 19 – 21.
2. Аткишкин С. Ф. Достижимая полоса входных частот приемника оперативного измерения частоты с предварительным умножением частоты//Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: докл. 8-й Всерос. конф., . Омск: Изд-во: ОмГТУ, 11 мая 2020 г., Омск, 2020. С. 3-11.
3. Hiraoka T., Tokumitsu T., Akaike M. A Miniaturized Broad-Band MMIC Frequency Doubler// IEF E Transaction son microwave etheory and techniques. 1990. №12.VOL38. pp. 1932 – 1937.
4. Kondoh H., Cognata A. A 20-50 GHz MMIC amplifier with 21 dBm output power and its application as a frequency doubler//IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium.1993. pp. 35 – 38.
5. Kumar S., Morkner H. A High Performance 20-42 GHz MMIC Frequency Multiplier with Low Input Drive Power and High Output Power// Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference. 2006. pp. 533 – 536.
6. Chung Y., Ahn D., Itoh T. Alternating Input Power Dividing Technique for High Conversion Gain Frequency Doubler // 33rd European Microwave Conference. 2003. PP. 491-494.
7. Аткишкин С. Ф. Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах и балансных преобразователях//ВестникРОСНОУ.2021. №1. С. 8-23.

8. Nguyen T., Nguyen D. P., Fujii K., Pham A. -VA 6 - 46 GHz, High Output Power Distributed Frequency Doubler using Stacked FETs in 0.25 μm GaAs PHEMT // Proceedings of the 11th European Microwave Integrated Circuits Conference. 2016. pp. 381 – 384.
9. Campos-Roca Y., Verweyen L., Fernández-Barciela M., Bischof W., Currás-Francos M. C., Sánchez E., Hülsmann A., Schlechtweg M. 38/76 GHz PHEMT MMIC Balanced Frequency Doublers in Coplanar Technology // IEEE Microwave and guided wave letters. 2000. №11. VOL10. pp. 484 – 486.
10. 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. №9. VOL18. pp. 629 – 631.
11. Zhang X., Yun Y.-H. A DC to X-Band Frequency Doubler Using GaAs HBT MMIC // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 1997. pp. 1213 – 1216.
12. Li J., Xiong Y.-Z., Goh W. L., Wu W. A 27–41 GHz Frequency Doubler With Conversion Gain of 12 dB and PAE of 16.9% // IEEE Microwave and wireless components letters. 2012. №8. VOL22. pp. 427 – 429.
13. Puyal V., Konczykowska A., Nouet P., Bernard S., Jorge F., Riet M., Godin J. A broad-band active frequency doubler operating up to 120 GHz // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2005. №4. VOL53. pp. 1338 – 1344.
14. Pekarik J. J., Adkisson J. at el. A 90nm SiGe BiCMOS Technology for mm-wave and high-performance analog applications / J. J. Pekarik, J. Adkisson, P. Gray, Q. Liu, R. Camillo-Castillo, M. Khater, V. Jain, B. Zetterlund, A. DiVergilio, X. Tian, A. Vallett, J. Ellis-Monaghan, B. J. Gross, P. Cheng, V. Kaushal, Z. He, J. Lukaitis, K. Newton M. Kerbaugh, N. Cahoon, L. Vera, Y. Zhao, J. R. Long, A. Valdes-Garcia, S. Reynolds, W. Lee, B. Sadhu, D. Harame // IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM). 2014. pp. 92-95.
15. Campos-Roca Y., Verweyen L. at el. An Optimized 25.5–76.5 GHz PHEMT-Based Coplanar Frequency Tripler / Y. Campos-Roca, L. Verweyen, M. Fernández-Barciela, E. Sánchez, M. C. Currás-Francos, W. Bronner, A. Hülsmann, M. Schlechtweg // IEEE Microwave and guided wave letters. 2000. №6. VOL10. pp. 242 - 244
16. Jargon J. A., Gupta K. C., DeGroot D. C. Nonlinear large-signal scattering parameters: theory and applications // ARFTG 63rd Conference. 2004. PP. 157-174.
17. Rizzoli V., Lipparini A. Computation of large-signal S-parameters by harmonic-balance techniques // Electronics letters. 1988. №6. VOL24. pp. 329-330.
18. Аткишкин С. Ф. Квадратурный мост Лангена микрополосковой линии с центральным проводником круглого сечения // Сборник научных трудов конференции «Наука, Технологии, Инновации». 2020. С. 62-65.
19. Hiraoka T. A, Tokumitsu T., Akaike M. Miniaturized Broad-Band MMIC Frequency Doubler // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 1990. №12. VOL38. pp. 1932 – 1937.

**ПОДАВЛЕНИЕ ЭФФЕКТА ГИББСА ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ
С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ
ПАРАМЕТРОВ ОБРАЗЦОВ МАТЕРИАЛОВ**

**SUPPRESSION OF THE GIBBS EFFECT UNDER DIGITAL SIGNAL PROCESSING
IN ORDER TO IMPROVE THE MEASUREMENTS ACCURACY OF SAMPLES
ELECTRODYNAMIC PARAMETERS**

К. М. Басков, В. Н. Семенов, Т. А. Фурманова, В. А. Чистяев

*Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт теоретической и прикладной электродинамики
Российской академии наук (ИТПЭ РАН), г. Москва, Россия*

K. M. Baskov, V. N. Semenenko, T. A. Furmanova, V. A. Chistyayev

ITAE RAS, Moscow, Russia

Аннотация. В работе представлен способ подавления эффекта Гиббса, который наблюдается при цифровой обработке методом Time Domain результатов измерений S-параметров различных образцов материалов и который приводит к существенным погрешностям измерений. Способ основан на введении в обрабатываемый сигнал функции предискажения, в результате чего во временной области обрабатываемый сигнал существенно укорачивается, что значительно уменьшает погрешности измерений, связанные с эффектом Гиббса в оконном преобразовании Фурье функций с разрывом. В работе представлены два варианта функции предискажения. В работе эффективность их применения продемонстрирована как с помощью численного моделирования, так и экспериментальным путём.

Ключевые слова: Time Domain, эффект Гиббса, коэффициент пропускания, коэффициент отражения, S-параметры, преобразование Фурье

I. ВВЕДЕНИЕ

Развитие радиотехнической измерительной техники с целью повышения точности результатов измерений имеет два направления. Во-первых, необходимо повышать точностные характеристики аппаратуры, которая применяется при проведении измерений радиотехнических характеристик объектов [1]. Во-вторых, необходимо совершенствовать алгоритмы цифровой обработки сигналов [2]. С появлением векторных анализаторов цепей (ВАЦ) появилась возможность проводить калибровку с вычитанием фона при проведении радиоизмерений, т.е. осуществлять вычитание сигналов, которые связаны с отражениями электромагнитной волны от посторонних предметов, не относящихся к исследуемому объекту. При этом чаще всего вычитания фона для достижения высокой точности измерений оказывается недостаточным, поэтому при проведении измерений электродинамических параметров объектов для повышения точности используют процедуру селекции сигналов во временной области Time Domain. Известно, что использование такого вида цифровой обработки, связанной с

обратным преобразование Фурье измеренного сигнала, приводит к появлению паразитных осцилляций сигнала на краях частотного диапазона, так называемого эффекта Гиббса [3]. Эффект Гиббса связан со сходимостью ряда Фурье в точке разрыва функции. Поскольку в точке разрыва ряд Фурье сходится к функции очень медленно и неравномерно, предельная флуктуация частичной суммы ряда больше, чем скачок функции в этой точке. Эффект Гиббса всегда имеет место при резких нарушениях монотонности функций. На скачках он максимален, во всех остальных случаях амплитуда пульсаций зависит от характера нарушения монотонности функций. Быстрое преобразование Фурье, используемое в цифровой фильтрации, требует, чтобы количество точек равнялось $2N$. Обычно в процессе измерений снимается 2000 точек по частоте, которые добавляются нулями до 214. Добавление нулями массива с измеренными значениями позволяет получить интерполированное преобразование более сглаженной формы.

Очевидно, что при добавлении нулями массива измеренных значений возникают разрывы, и даже использование весовых окон не позволяет полностью устранить эффект Гиббса. Осцилляции сигнала в низкочастотной части частотного диапазона могут сильно уменьшить динамический диапазон измерений.

В [4] описан стенд, который предназначен для измерения электродинамических параметров плоских образцов материалов в свободном пространстве в широкой полосе частот СВЧ диапазона. Для устранения влияния переотражений между измеряемым образцом и приемопередающими рупорными антеннами в программно-аппаратном обеспечении измерительного стенда реализована процедура обработки измеренного сигнала в пространственной (временной) области Time Domain. Также в [5] указано, что в цифровой обработке сигналов используется математический алгоритм подавления эффекта Гиббса, который наблюдается в виде осцилляций на краях частотного диапазона в измеренных и отфильтрованных во временной области частотных зависимостях S-параметров исследуемых образцов.

В настоящей работе описан способ подавления эффекта Гиббса, основанный на представленном в [6] математическом алгоритме, в котором подавление эффекта Гиббса осуществляется с помощью добавления функции предсказания в обрабатываемый сигнал в частотной области. Приводятся результаты численного моделирования, в котором эффект Гиббса подавляется с применением двух типов функции предсказания. Представлены результаты измерений коэффициента пропускания образца, изготовленного из кварцевого стекла, а также частотных зависимостей диэлектрической и магнитной проницаемости образца из композитного материала, которые демонстрируют повышение точности результатов измерений при цифровой обработке сигнала с использованием разработанного способа подавления эффекта Гиббса.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В работе [4] был представлен стенд для измерения S-параметров образцов материалов, а также их диэлектрической и магнитной проницаемости в диапазоне частот от 2 до 39 ГГц. На этом стенде перед проведением измерений проводится его калибровка, а именно измеряются сигнал фона и сигнал, с которым сравнивается измеряемый сигнал S-параметра образца. При проведении измерений исследуемый образец помещается в круглое окно металлической диафрагмы с нанесенным на нее радиопоглощающим покрытием, расположенной в

ближней зоне рупорных антенн П6-23М при измерении в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц (или П6-64 при измерении в диапазоне частот от 22 до 39 ГГц), что необходимо для минимизации вклада от процессов дифракции на краях образца и кромках рупорных антенн. В процессе измерения коэффициента отражения образца в зоне за диафрагмой устанавливается согласованная нагрузка – объемный радиопоглощающий блок с низким коэффициентом отражения в рабочей полосе частот (не выше минус 50 дБ) для исключения дополнительных паразитных отражений от окружающих предметов. На рис. 1 представлена структурная схема измерительного стенда. Фотографии измерительного стенда представлены на рис. 2.

Для устранения влияния переотражений между измеряемым образцом и рупорными антеннами при цифровой обработке измеренного сигнала используется временная селекция мешающих отражений Time Domain с подавлением эффекта Гиббса, который наблюдается на краях измеряемого диапазона частот из-за наличия разрыва в измеренном сигнале. Эффект Гиббса наблюдается в измеренном и обработанном сигнале в виде осцилляций, что приводит к существенным погрешностям на краях диапазона частот. В следующем разделе приведён способ подавления эффекта Гиббса путём введения в измеренный сигнал детерминированной функции предискажения перед цифровой обработкой, а после процедуры Time Domain её удаления.

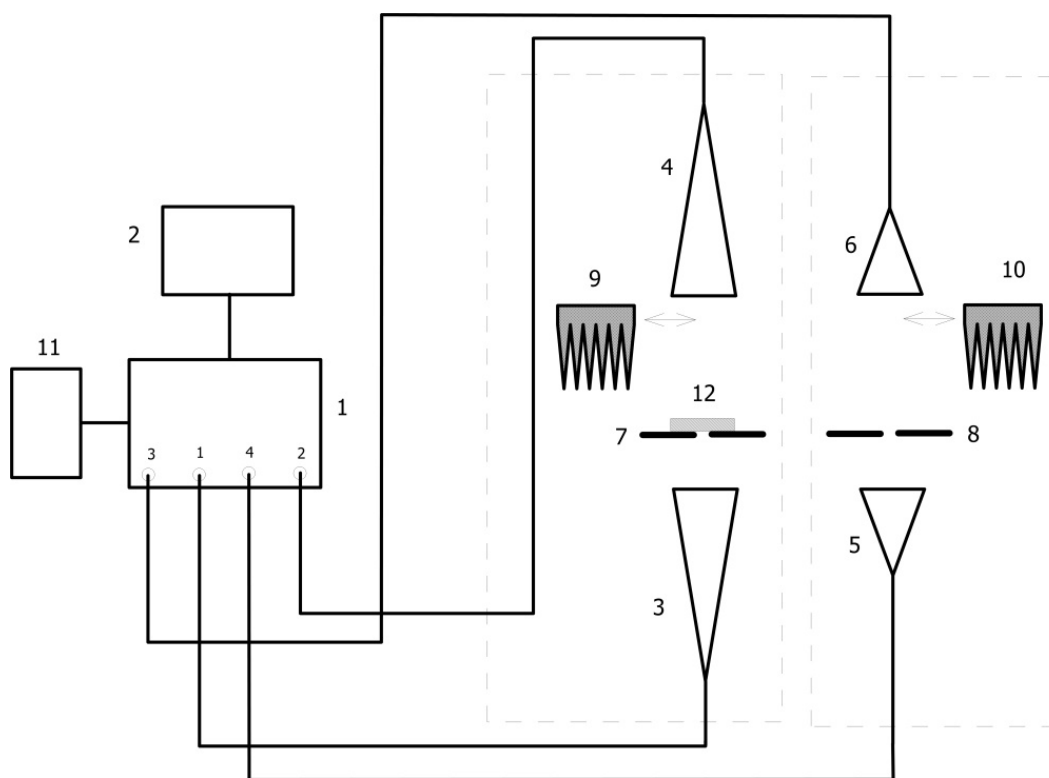


Рис. 1. Структурная схема измерительного стенда:

- 1 – векторный анализатор электрических цепей R&S ZVA40; 2 – персональный компьютер;
- 3, 4 – широкополосная линзовая рупорная антенна П6-23М (для диапазона от 2 до 24 ГГц);
- 5, 6 – широкополосная линзовая рупорная антенна П6-64 (для диапазона от 22 до 39 ГГц);
- 7, 8 – металлические диафрагмы с нанесенным на них радиопоглощающим покрытием с окнами диаметром 180 мм (для диапазона от 2 до 24 ГГц) и 80 мм (для диапазона от 22 до 39 ГГц);
- 9, 10 – пирамидальный радиопоглощающий блок; 11 – рубидиевый стандарт частоты SRS FS725;
- 12 – исследуемый образец



а)



б)

Рис. 2. Фотографии секций измерительного стенда для проведения измерений коэффициентов отражения и пропускания образцов в поддиапазонах от 2 до 24 ГГц (а) и от 22 до 39 ГГц (б)

III. ТЕОРИЯ

МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ПОДАВЛЕНИЯ ЭФФЕКТА ГИББСА ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ ИЗМЕРЕННЫХ ЧАСТОТНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ S-ПАРАМЕТРОВ ОБРАЗЦОВ МАТЕРИАЛОВ

Как было указано в предыдущем разделе, для устранения мешающих переотражений в СВЧ тракте перед проведением измерений S-параметров на стенде в диапазоне частот $f_{beg} \dots f_{end}$ производится процедура калибровки, которая заключается в измерении матриц двух комплексных сигналов: сигнала фона S_{bgr} и калибровочного сигнала S_{resp} . После записи этих сигналов производится измерение матрицы комплексного сигнала S_{meas} , представляющего собой матрицу некалиброванных значений S-параметра образца. Таким образом, комплексные значения матрицы S-параметра образца до процедуры цифровой фильтрации Time Domain определяются следующим образом:

$$S_0 = \frac{S_{mes} - S_{bgr}}{S_{resp} - S_{bgr}}. \quad (1)$$

Однако вычитание сигнала фона S_{bgr} из измеренного S_{meas} и калибровочного S_{resp} сигналов не позволяет полностью избавиться от наличия аддитивных помех в сигнале S_0 . Поэтому необходимо провести цифровую обработку сигнала S_0 , т.е. выполнить пространственную (временную) фильтрацию Time Domain полезного сигнала S от аддитивных помех, присутствующих в сигнале S_0 . Математическое выражение цифровой обработки сигнала Time Domain можно записать следующей формулой:

$$S = F(w(t)F^{-1}(S_0)), \quad (2)$$

где F и F^{-1} – процедуры прямого и обратного преобразования Фурье; $w(t)$ – оконная функция, используемая для пространственной фильтрации полезного сигнала.

Существует множество разновидностей оконных функций, применяемых при цифровой фильтрации сигналов: прямоугольное окно, синус-окно, окно Ханна, окно Хемминга, окно Блэкмена и т.д. Далее рассмотрим процедуру цифровой фильтрации Time Domain с использованием оконной функции, полученной свёрткой оконной функции Кайзера и прямоугольной оконной функции.

Сигнал S_0 представляет собой массив с размерностью N ($S_{0i}, i=1\dots N$). Для ускорения расчетов, чтобы отображать обработанный сигнал в реальном масштабе времени, при цифровой обработке прямое и обратное преобразование Фурье сигнала лучше проводить с использованием процедуры быстрого преобразования Фурье. Для этого массив измеренной величины S_{0i} необходимо записать в середину массива S_{F0j} с большей размерностью M , при этом число M должно быть произведением целых степеней простых чисел 2, 3, 5 и т.д. Элементы массива S_{F0j} , не занятые элементами массива S_{0i} , приравниваются нулю. В результате проведения процедуры обратного преобразования Фурье в соответствии с (2) измеренный сигнал во временной области обладает большой длительностью из-за разрывов, возникающих в частотном спектре массива S_{F0j} на границах диапазона частот измерений. Данное обстоятельство при использовании достаточно узкой оконной функции для проведения фильтрации полезного сигнала от близко расположенных помех приводит к образованию существенных погрешностей на границах измеряемого диапазона частот.

Для того, чтобы измеренный сигнал во временной области обладал меньшей длительностью, необходимо в измеренный сигнал в частотной области S_{0i} ввести предискажение таким образом, чтобы в процедуре обратного преобразования Фурье участвовал массив с элементами, равными нулю на границах измеряемого диапазона частот. Один из вариантов такого предискажения можно выразить следующим образом:

$$S'_{0i} = S_{0i} - T_i, \quad (3)$$

где $T_i = S_1 + (S_N - S_1) \frac{(i-1)}{N}$; S_1 и S_N – первый и последний элементы массива, содержащего результаты измерений после цифровой обработки сигнала Time Domain.

В выражении (3) элементы массива T_i линейно изменяются в зависимости от индекса i от первого значения массива измеренных значений S_0 до последнего.

После процедуры пространственной фильтрации массива с предискажением S'_{0i} детерминированную функцию T_i необходимо обратно прибавить к отфильтрованному сигналу. Таким образом, математическая запись процедуры цифровой фильтрации Time Domain с подавлением эффекта Гиббса выражается формулой

$$S = F \left(w(t) F^{-1} (S_{F0} - T) \right) + T, \quad (4)$$

где T – функция предискажения, дискретные значения которой определены в массиве T_i .

Так как значения в массиве S_{0i} определяются не только измеряемой величиной S , но и аддитивной помехой, источник которой расположен на некотором расстоянии от измеряемого образца, определить функцию T , а именно определить точные значения измеряемой величины на границах диапазона частот, сразу невозможно. Необходимо выделить значения измеряемой величины S на фоне аддитивных помех. Так как источник полезного сигнала и источники помех разнесены в пространстве, а результатом измерений является интерференция этих сигналов, суммарный сигнал S_0 представляет собой быстро осциллирующую функцию. Для обработки таких функций во всех современных ВАЦ используют процедуру их усреднения скользящим средним, которая записывается итерационной формулой:

$$T'_{ik} = \sum_{j=-n}^{j=+n} \frac{T'_{(i+j)k-1}}{n+1}, \quad k = 2 \dots K, \quad (5)$$

где n – число точек усреднения; K – количество итераций при усреднении; $T'_{i1} = S_{0i}$.

При использовании в ВАЦ процедуры сглаживания измеренного сигнала скользящим средним количество итераций K и число точек n обычно выбирается оператором таким образом, чтобы осцилляции частотной зависимости измеряемой величины отсутствовали. Преимущества и недостатки процедуры сглаживания сигналов скользящим средним хорошо известны и в данной работе не рассматриваются. В данной работе эта процедура используется с целью определения функции предсказания T для подавления эффекта Гиббса.

Полученная зависимость T'_i близка к измеренной зависимости S_i и при отсутствии резких изменений величины S на границах измеряемого диапазона частот значениям S_I и S_N в формуле (3) можно присвоить значения T'_{1K} и T'_{NK} .

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Численное моделирование цифровой обработки сигнала Time Domain с подавлением эффекта Гиббса.

Моделирование обработки сигналов во временной области будем осуществлять с использованием частотных зависимостей коэффициентов отражения или пропускания двух вариантов образцов. Измеряемый диапазон частот f выберем от 2 до 24 ГГц, что соответствует измеряемому диапазону частот секции измерительной установки, фотография которой представлена на рис. 1 а. При моделировании процедуры Time Domain будем использовать сигнал с аддитивной помехой, источник которой расположен на расстоянии $d_{noise} = 1$ м от источника самого сигнала и которая имеет амплитуду S_{noise} минус 20 дБ во всём диапазоне частот (уровень указан относительно величины S_{resp}):

$$S_0 = (S_{0mes} + S_{nois} \exp(-j_m \omega d_{nois})) \exp(j_m \omega d), \quad (6)$$

где j_m – мнимая единица; ω – круговая частота; d – расстояние, на которое сдвигается сигнал во временной области для удобства отображения на графике.

В качестве измеряемой величины S_{0meas} при моделировании процедуры Time Domain в первом примере используется коэффициент пропускания диэлектрической пластины толщиной 2,0 мм с диэлектрической проницаемостью 3,8 без электрических потерь. При моделировании размерность N массива S_0 принимается равной 2001, а размерность M массива для использования процедуры быстрого преобразования Фурье принимается равной 4096.

На рис. 3 представлены сигналы S'_0 и S_0 во временной области. Значение времени на графике представлено в виде дистанции l . Можно увидеть, что сигнал S'_0 обладает существенно меньшей длительностью, чем сигнал S_0 , что при использовании достаточно узкой оконной функции позволяет существенно меньше терять полезной информации обрабатываемого сигнала, что в свою очередь приводит к уменьшению эффекта Гиббса после проведения процедуры Time Domain.

На рис. 4 приведены сигналы в частотной области f , обработанные по формуле (4) – с подавлением эффекта Гиббса и по формуле (1) – без подавления эффекта Гиббса с применением оконной функции, полученной с помощью свёртки оконной функции Кайзера и прямоугольной оконной функции. Эта функция отлична от нуля только при значениях l от 0,7 до 1,3 м, а при других значениях l она равна нулю.

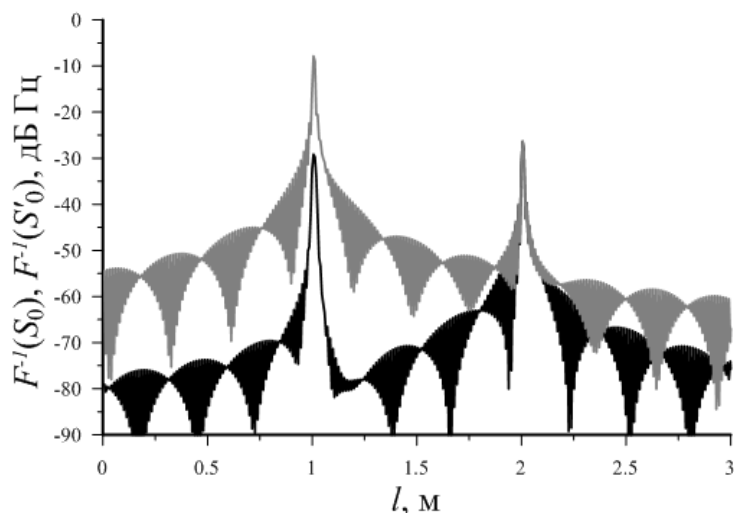


Рис. 3. Сигналы S'_0 (серая кривая) и S_0 (чёрная кривая) во временной области при проведении цифровой фильтрации Time Domain

Из приведённых на рис. 4 графиков видно, что сигнал, отфильтрованный с помощью процедуры Time Domain без подавления эффекта Гиббса, существенно (более чем на 5 дБ по амплитуде и 2° по фазе) отличается от истинного сигнала в поддиапазонах частот от 2 до 4 ГГц и от 22 до 24 ГГц. При удлинении оконной функции с целью уменьшения погрешностей в обработанном сигнале часть энергии аддитивной помехи искажает окончательный результат измерений.

При применении процедуры Time Domain с подавлением эффекта Гиббса с помощью предыскажающей функции T , определённой в формуле (3), результирующий сигнал S прак-

тически во всём измеряемом диапазоне частот совпадает с истинным сигналом S_{0meas} . Исключение составляют два поддиапазона частот шириной по 0,4 ГГц в начале и конце измеряемого диапазона. Здесь в обработанном сигнале наблюдаются погрешности по амплитуде 0,15 дБ и по фазе $0,2^\circ$. Указанные погрешности связаны с остаточным эффектом Гиббса, который возникает из-за погрешности определения начального и конечного значений предсказывающей функции T . Из-за наличия помехи при использовании сглаживания скользящим средним точно определить начальные и конечные значения истинной функции невозможно. При больших амплитудах помехи такая погрешность будет большой, соответственно, чем меньше уровень помехи, тем остаточный эффект Гиббса будет меньше при использовании такой процедуры его подавления.

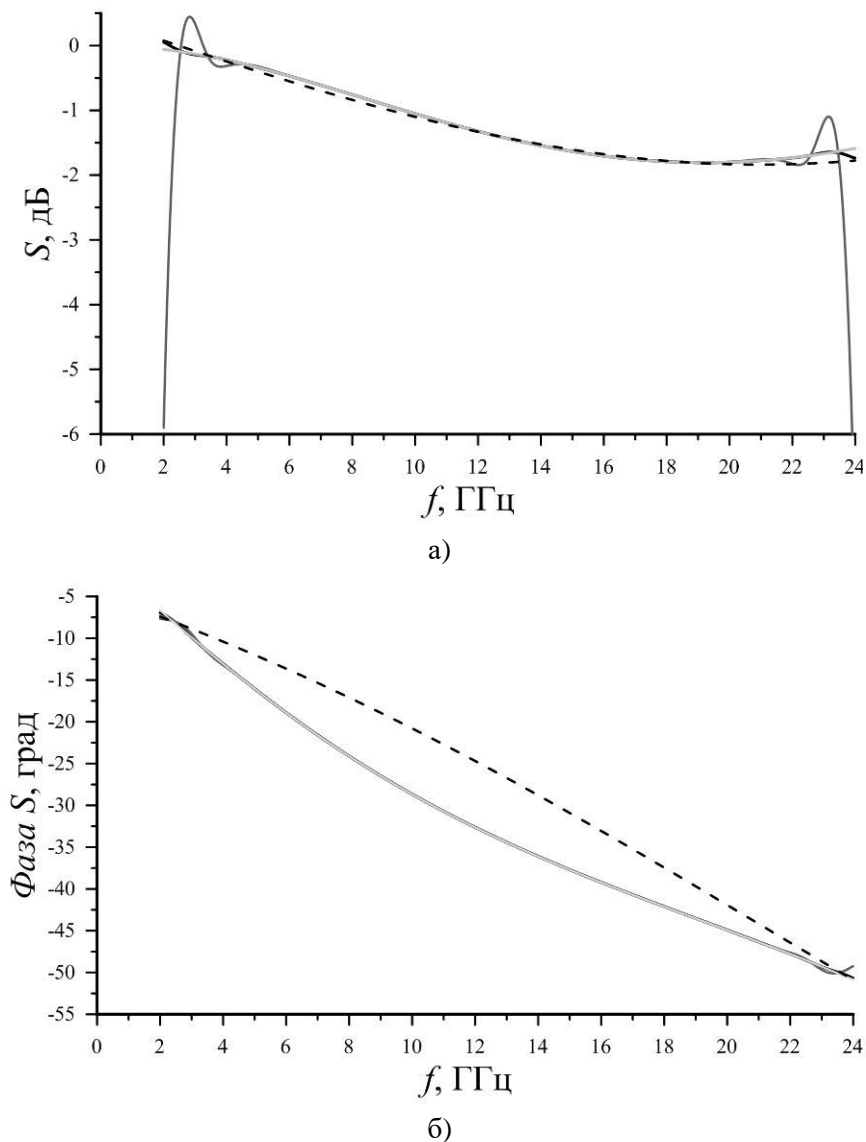


Рис. 4. Сигнал в частотной области f после проведения процедуры цифровой фильтрации Time Domain с подавлением эффекта Гиббса и без подавления эффекта Гиббса:
 а – модуль; б – фаза; штриховая кривая – функция предсказания T ; истинный сигнал S_{0mes} – светло-серая кривая; сигнал после обработки с подавлением эффекта Гиббса - чёрная кривая; сигнал после обработки без подавления эффекта Гиббса - серая кривая

В рассмотренном примере эффект Гиббса возникает из-за наличия большого перепада в обрабатываемом с помощью процедуры Time Domain сигнале на границах измеряемого диапазона. Если в процедуре цифровой обработки Time Domain использовать дискретное преобразование Фурье при равных значениях N и M , т.е. при одинаковой размерности массивов S_0 и S_{F0} , эффект Гиббса не будет наблюдаться только в том случае, если на границах частотного диапазона значения истинного сигнала без аддитивных помех будут равны. В общем случае, в той или иной степени эффект Гиббса, если его не подавлять, всегда будет влиять на точность результатов измерений при их цифровой обработке.

Вместо предсказывающей функции T , которая использовалась в предыдущем примере для подавления эффекта Гиббса, можно было бы использовать функцию T' , которая получается после применения процедуры усреднения измеряемой величины S_0 скользящим средним. При достаточно гладких частотных зависимостях S-параметров образцов эффективность применения обеих предсказывающих функций будет одинаковой для подавления эффекта Гиббса. Рассмотрим случай, когда в частотной зависимости S-параметров образца наблюдается узкополосный резонанс, т.е. коэффициент пропускания или отражения резко изменяется в узком поддиапазоне частот. В этом случае при обратном преобразовании Фурье полученный сигнал также обладает большой длительностью, а процедура подавления эффекта Гиббса при использовании предсказывающей функции T будет недостаточно эффективной. Для более эффективного подавления эффекта Гиббса предлагается использовать предсказывающую функцию T' . Примером такой частотной зависимости S-параметра может служить частотная зависимость коэффициента отражения (КО) некоторой периодической структуры – частотно-избирательной решётки (ЧИР).

В частотных зависимостях S-параметров ЧИР могут существовать узкополосные резонансы. На примере такой частотной зависимости КО ЧИР рассмотрим процедуру подавления эффекта Гиббса при использовании двух предсказывающих функций T и T' . На рис. 5 приведена обработанная методом Time Domain с подавлением эффекта Гиббса (при использовании предсказывающих функций T и T') частотная зависимость КО ЧИР в том поддиапазоне частот, в котором наблюдается в ней узкополосный резонанс. Помеховая обстановка (расстояние между источниками сигнала и помехи, а также амплитуда помехи), диапазон частот и длительность оконной функции при моделировании алгоритма обработки сигнала в этом примере использовались такие же, как в предыдущем примере. Также на рис. 5 приведена истинная частотная зависимость ЧИР и предсказывающая функция T' , которая определяется с помощью усреднения скользящим средним при следующих параметрах функции (5): $n = 5$ дискретов, $K = 30$ итераций. Графики на рис. 5 демонстрируют, что функция предсказания T' , которая получается при использовании усреднения скользящим средним сигнала с помехой хоть и близка к истинному сигналу, но содержит погрешность. Частотная зависимость КО ЧИР, полученная при использовании предсказывающей функции T , демонстрирует, что в достаточно широком поддиапазоне частот невозможно с высокой точностью выделить истинный сигнал даже при подавлении эффекта Гиббса. Использование функции T' для подавления эффекта Гиббса позволяет с высокой точностью (с погрешностью менее 0,01 дБ) восстановить истинный сигнал во всём измеряемом диапазоне частот за исключением его гра-

ниц, где наблюдается остаточный эффект Гиббса, а также поддиапазона частот самого узкополосного резонанса.

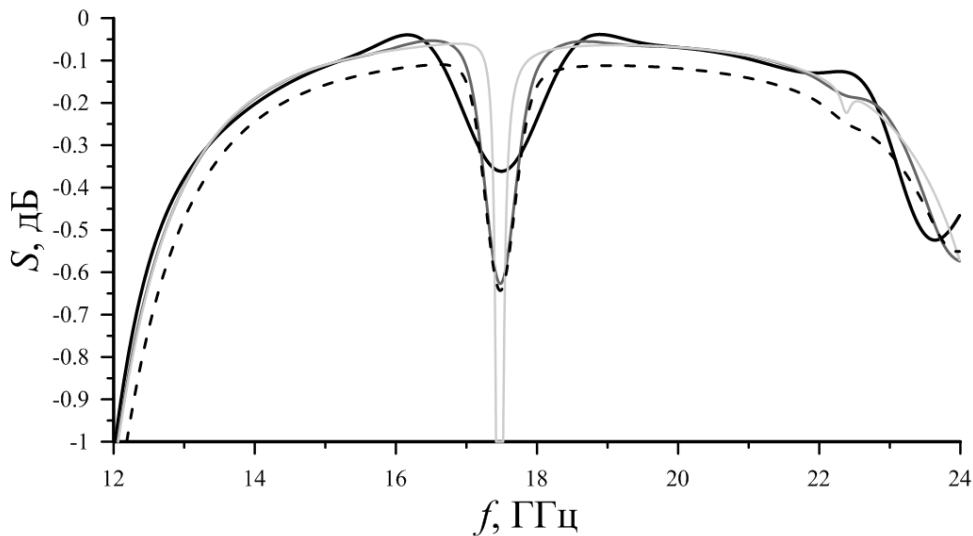


Рис. 5. Частотная зависимость КО ЧИР после проведения цифровой фильтрации Time Domain с подавлением эффекта Гиббса при использовании предсказывающих функций T (чёрная кривая) и T' (серая кривая) (истинный сигнал – светло-серая кривая; функция T' – штриховая кривая)

Применение процедуры Time Domain с подавлением эффекта Гиббса в реальной измерительной установке

В этом разделе главы демонстрируется эффективность подавления эффекта Гиббса при проведении процедуры временной селекции сигналов Time Domain в реальном измерительном стенде.

На рис. 6 представлены измеренные частотные зависимости модуля коэффициента пропускания (КП) образца плавленого кварца толщиной 4.2 мм и диэлектрической проницаемостью 3.8, обработанные с помощью стандартной цифровой обработки Time Domain без подавления эффекта Гиббса и с подавлением эффекта Гиббса с помощью предсказывающей функции T . Видно, что использование процедуры подавления эффекта Гиббса позволяет исключить погрешности на границах измеряемого диапазона частот. Остаточный эффект Гиббса после его подавления в результатах измерений в данной частотной зависимости практически незаметен (погрешность менее 0.05 дБ). Без использования процедуры подавления эффекта Гиббса в поддиапазонах частот от 2 до 4.5 и от 21.5 до 24 ГГц в обработанном сигнале наблюдаются погрешности, которые достигают 3.5 дБ.

Стенд, представленный во втором разделе, позволяет проводить также измерения частотных зависимостей диэлектрических ϵ и магнитных μ проницаемостей различных материалов. Для этого необходимо провести измерения частотных зависимостей коэффициентов пропускания и отражения образцов этих материалов с известными толщинами. Далее по результатам этих измерений можно определить диэлектрические и магнитные проницаемости материалов, из которых выполнены образцы. Наличие погрешностей в результатах измере-

ний, связанных с эффектом Гиббса, приводит к существенным погрешностям при определении электродинамических параметров (ϵ и μ) исследуемых материалов. На рис. 7 и 8 представлены измеренные частотные зависимости диэлектрической и магнитной проницаемости соответственно образца композитного материала на основе карбонильного железа и связующего. Видно, что без использования процедуры подавления эффекта Гиббса на краях измеряемого диапазона частот образуются существенные погрешности. Применение указанной процедуры позволяет существенно расширить рабочий диапазон частот, в котором погрешности измерений, связанные с цифровой обработкой сигналов, отсутствуют.

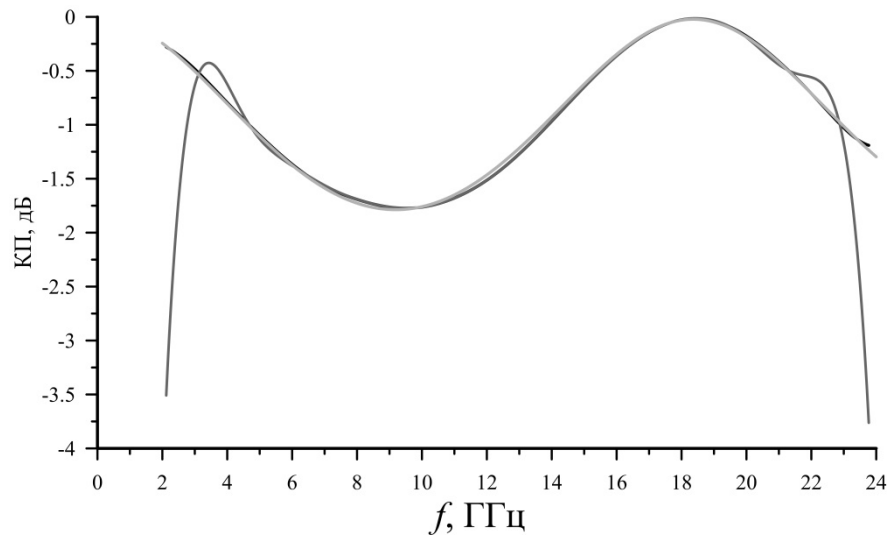


Рис. 6. Измеренная частотная зависимость модуля коэффициента пропускания образца плавленного кварца при использовании процедуры подавления эффекта Гиббса (чёрная кривая) и без подавления эффекта Гиббса (серая кривая) (рассчитанная зависимость – светло-серая кривая)

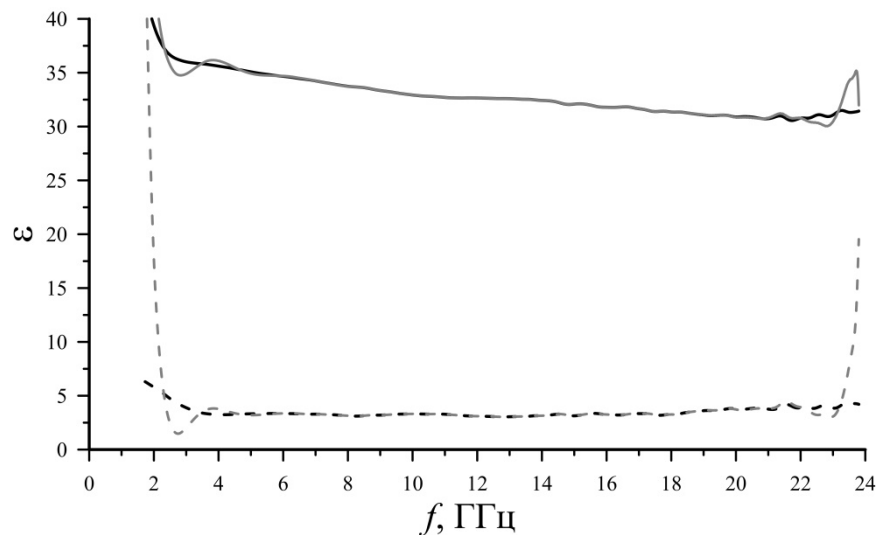


Рис. 7. Измеренные частотные зависимости действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости композитного материала на основе карбонильного железа (при использовании процедуры подавления эффекта Гиббса – чёрные кривые; без подавления эффекта Гиббса – серые кривые; сплошные кривые – действительная часть; штриховые кривые – мнимая часть)

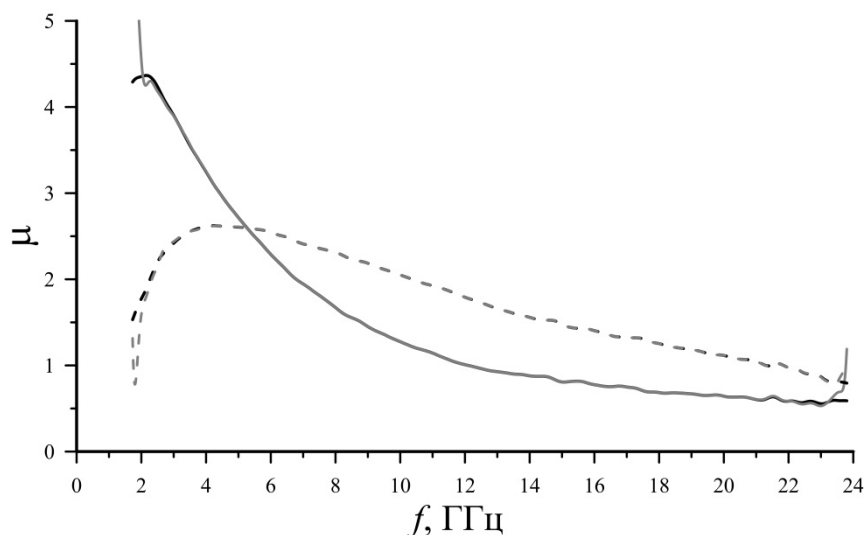


Рис. 8. Измеренные частотные зависимости действительной и мнимой частей магнитной проницаемости композитного материала на основе карбонильного железа (при использовании процедуры подавления эффекта Гиббса – чёрные кривые; без подавления эффекта Гиббса – серые кривые; сплошные кривые – действительная часть; штриховые кривые – мнимая часть)

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Обсуждение предложенного способа подавления эффекта Гиббса в измерительной установке.

Представленные в предыдущих разделах результаты численного моделирования и измерений демонстрируют существенное повышение точности измерений S-параметров образцов при использовании предлагаемого способа подавления эффекта Гиббса при цифровой обработке Time Domain. Предлагаемые функции предсказания T и T' , которые необходимо использовать в описанном способе, демонстрируют одинаковую эффективность, если измеренные частотные зависимости S-параметров образцов являются достаточно гладкими. В случае, если в частотных зависимостях S-параметров образцов наблюдаются узкополосные резонансы, более точно восстановить измеренные сигналы на фоне аддитивных помех позволяет способ подавления эффекта Гиббса с использованием функции предсказания T' , которая определяется по формуле (5).

К сожалению, восстановить точно измеренные сигналы в поддиапазонах частот, в которых наблюдаются узкополосные резонансы в виде резких изменений S-параметров, не удаётся даже при использовании функции предсказания T' . Для того, чтобы восстановить истинный сигнал в поддиапазоне частот узкополосных резонансов, необходимо вместо оконной функции, выделяющей сигнал на фоне аддитивных помех, использовать оконную функцию, которая исключает аддитивные помехи с высоким уровнем амплитуд из результатов измерений. В итоге при использовании цифровой фильтрации Time Domain практически весь полезный сигнал во временной области используется для восстановления сигнала в частотной области. Таким образом, возможно достаточно точно восстановить истинный сигнал в поддиапазоне частот резонанса, но в ущерб точности восстановления сигнала в остальных поддиапазонах частот.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлена процедура подавления эффекта Гиббса при цифровой обработке результатов измерений Time Domain с помощью введения предсказаний в обрабатываемый сигнал в виде некоторой детерминированной функции. Вычитание специальной предсказывающей функции из полезного сигнала с аддитивной помехой позволяет существенно укоротить этот сигнал во временной области, что в свою очередь позволяет использовать более узкую фильтрующую оконную функцию при проведении временной селекции полезного сигнала от сигнала помехи. Это обстоятельство существенно повышает точность воспроизведения результатов измерений на фоне аддитивных помех.

Продемонстрирован способ повышения точности измерений S-параметров образцов, обладающих узкополосным резонансом. Наличие в частотной зависимости S-параметров образца узкополосного резонанса, а именно резкого изменения их значений в узком поддиапазоне частот, существенно удлиняет измеренные сигналы во временной области, что в свою очередь ухудшает результаты их обработки после временной селекции. Для повышения точности воспроизведения истинного сигнала, в котором существует узкополосный резонанс, предлагается использовать предсказывающую функцию, получаемую из измеренного сигнала на фоне аддитивной помехи путём процедуры его усреднения скользящим средним.

Также в работе приведены результаты обработки измерений частотной зависимости коэффициента пропускания образца плавленого кварца и значений диэлектрической и магнитной проницаемости образца композитного материала с помощью процедуры Time Domain с подавлением эффекта Гиббса и без его подавления. Данные результаты обработки измерений демонстрируют эффективность предложенного в статье способа повышения точности реального измерительного стенда в реальной помеховой обстановке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях .М.: Мир, 1983. Том 1. 312 с.
2. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры / М.: Недра, 1987. 221 с.
3. Gibbs J. W. Nature / London, 59, 1899. P. 606.
4. Семенов В.Н., Чистяев В.А., Политико А.А., Басков К.М. Стенд для измерений в свободном пространстве радиофизических параметров материалов в сверхширокой полосе сверхвысоких частот // Измерительная техника, 2019. № 2. С. 55—59 (DOI: 10.32446/0368-1025it.2019-2-55-59).
5. Semenenko V.N., Chistyayev V.A., Politiko A.A. and Baskov K.M. Test Stand for Measuring the Free-Space Electromagnetic Parameters of Materials over an Ultrawide Range of Microwave Frequencies // Measurement Techniques , 2019. Vol. 62. № 2. May. Pp. 161—166. (DOI: 10.1007/s11018-019-01601-5).
6. Cheh Pan. Gibbs phenomenon removal and digital filtering directly through the fast Fourier transform // IEEE Transactions on Signal Processing, 2001. Vol. 49(2). March. P.P. 444 – 448. DOI:10.1109/78.902128

**РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОЙ КОНФОРМНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ,
СОСТОЯЩЕЙ ИЗ НИЗКОПРОФИЛЬНЫХ РУПОРНО-ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН**

**DEVELOPMENT OF A BROADBAND CONFORMAL ANTENNA SYSTEM CONSISTING
OF LOW-PROFILE HORN-VIBRATOR ANTENNAS**

Р. А. Бекишев, И. А. Тосканов

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

R. Bekishev, B. Toskanov

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Проработка математических моделей широкополосных антенн для получения низкопрофильной антенной системы, конформной относительно первого блока, либо обводов обтекателя, с обеспечением приемлемого уровня по мощности и форме диаграммы направленности формируемого электромагнитного поля отдельной антенны.

Ключевые слова: конформная антенная система, низкопрофильная антенная система, широкополосная антенная система, рупорно-вибраторная антенна, вибраторная антенная система.

I. ВВЕДЕНИЕ

В АО «ЦКБА» в 2020-2021 году выполнялась НИР, в ходе которой проводилось электродинамическое моделирование конформной антенной системы (КАС) изделия перспективного направления. Финансирование НИР проводилось из внешних источников.

В течение этого периода был рассмотрен ряд различных вариантов антенных элементов, способных удовлетворительно работать под толстым многослойным обтекателем. В качестве вариантов рассматривались проволочные, вибраторные, рупорно-вибраторные антенны. Было принято решение об отработке варианта модели антенны рупорно-вибраторной. Такая антенна имеет малый вертикальный профиль, не превышающий 15 мм, при остальных характеристиках, удовлетворяющих требуемым.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Работоспособность КАС должна обеспечиваться в условиях затенения отдельных антенных элементов (АЭ) КАС, искажения их ДН из-за элементов конструкции и влияния многослойного радиопрозрачного обтекателя. Рассматривались возможности размещения антенной системы в двух частях изделия.

Основная цель работы – оценка принципиальной технической возможности построения конформной антенной системы. По результатам рассмотрения необходимо было разработать эскизную документацию на изготовление полноразмерного макета для измерения радиотех-

нических характеристик на измерительном стенде, с последующим сравнением полученных данных с расчётной математической моделью.

Дополнительная цель — в очередной раз подтвердить достоверность 3D электродинамического моделирования путём сравнения результатов расчёта и эксперимента (макета).

Основные требования к разрабатываемой КАС:

- коэффициент усиления АЭ в осевом направлении не менее 0,1;
- ширина главного лепестка АЭ не менее 40 градусов;
- максимальный коэффициент усиления ДН;
- максимально низкий уровень боковых и задних лепестков АЭ.

III. ТЕОРИЯ

Для разработки низкопрофильной широкополосной антенны использовались наработки конформной антенной решётки рабочего диапазона 400-1000 МГц (см. рис. 1).

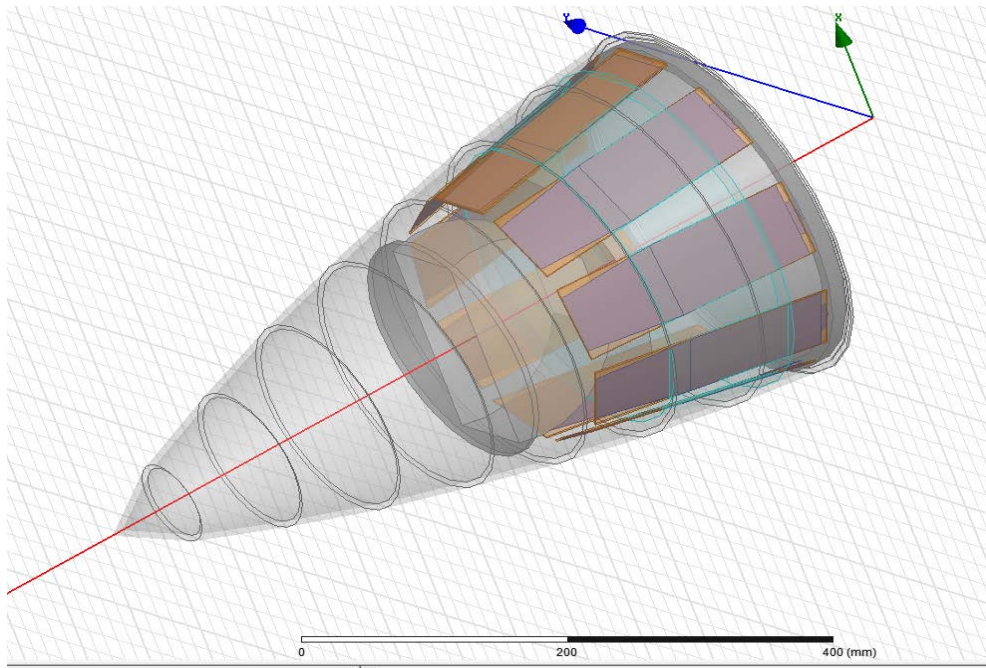


Рис. 1. Конформная антенная система, выполненная из набора вибраторов, помещённых в диэлектрическую среду. Коэффициент перекрытия близок к 3

Рассматривались несколько вариантов размещения КАС в изделии, однако основными являлись два:

1. Осесимметричное, относительно центральной оси, размещение в первой части изделия, с равномерным шагом расположения АЭ (см. рис. 1);
2. Размещение во второй части изделия (в её средней или хвостовой части).

Преимущества варианта 1 – малое затенение КАС, подходящий угол наклона радиопрозрачного обтекателя (РПО) над элементами КАС, толщина РПО и его состав позволяют формировать ДН с меньшими искажениями и большим усилением, возможность выполнять пеленг во всей передней полусфере.

Недостатками подобного размещения являются малый диаметр основания, на котором располагаются антенны, как следствие, сильное взаимовлияние элементов друг на друга, малые длины баз для формирования пеленгатора в нижнем частотном диапазоне.

Преимущества варианта 2 – больший диаметр расположения антенных элементов, что позволяет почти полностью исключить взаимное влияние, подходящие длины баз, возможность оптимизации продольного размещения.

Недостатками второго варианта размещения КАС являются большая толщина многослойного РПО, что вносит значительные искажения в формируемую ДН, меньший угол наклона РПО, что также влияет на угол наклона формируемой ДН, и, как следствие, большее её отклонение от оси изделия, наличие дополнительных внешних элементов РПО, ухудшающих построение ДН. Кроме этого, для верхнего диапазона частот ДН становится уже, чем для варианта размещения 1. Также обеспечивается боковой угол обзора по отношению к строительной оси изделия.

С точки зрения простоты и эффективности построения пеленгатора гораздо выгоднее использовать первый вариант размещения КАС, что позволит выполнять пеленг не только в осевом направлении, но и на некотором угле от оси по всей окружности передней полусферы. Однако с технической точки зрения использование второго варианта позволяет упростить размещение прочих составных частей изделия, облегчить доступ и работу с КАС (возможность размещения всего требуемого оборудования для работы пеленгатора сразу под КАС).

Сама вибраторная антенна является антенной бегущей волны, имеет следующую конструкцию: плоский вибратор, выполненный в виде металлического лепестка, расположен горизонтально над отражающей поверхностью. Поскольку антенна является частным случаем линейной антенны (линейная непрерывная система), то расчёт напряжённости электрического поля в дальней зоне, для каждого элементарного излучателя вибратора, можно произвести по формуле:

$$dE = C \frac{e^{-ikr'}}{r'} A(z) \cdot e^{i\Psi(z)} \cdot f_l(\theta, \varphi) \cdot dz,$$

где C – постоянная для данной антенны величина, зависящая от её конструкции, длины волны, мощности излучения и не зависящая от координат точки наблюдения.

Поле антенны в дальней зоне можно приближённо найти как:

$$E \approx C \cdot f_l(\theta, \varphi) \frac{e^{-ikr}}{r} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} A(z) e^{i\Psi(z)} e^{ik \cdot \cos\theta} dz,$$

где $k = 2\pi/\lambda$. Поле зависит от точки наблюдения, длины антенны, длины волны, амплитудного и фазового распределения возбуждения элементов антенны.

Направление главного максимума ДН в пространстве зависит от фазового распределения возбуждения поля для каждого элемента разбиения вибратора.

Плоский вибратор с проводящей подстилающей поверхностью работает аналогично полосковому несимметричному волноводу с нагруженным на резистор или поглощающий материал концом для обеспечения режима работы бегущей волны. Изменение фазовой скорости фронта волны зависит от формы лепестка (его индуктивной и ёмкостной составляющей для каждого отдельного элементарного излучателя). Бегущая вдоль лепестка волна формирует на его кромке фазовое распределение, близкое к линейному. Благодаря этому формируется диаграмма направленности, направленная вдоль лепестка под некоторым углом к нему.

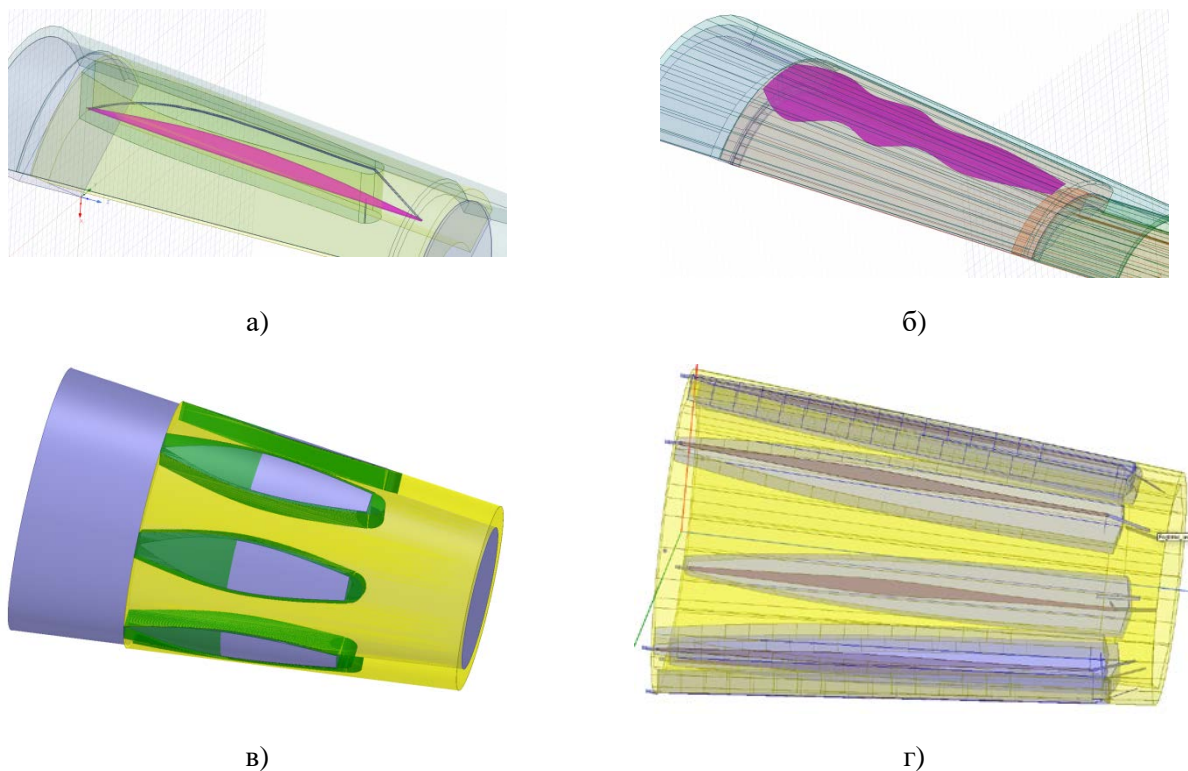


Рис. 2. Варианты реализации пространственных моделей КАС:

- а) вибраторная с металлической проволокой либо гребнем; б) конформный к обтекателю вибратор сложной формы; в) конформный к обтекателю вибратор простой формы в диэлектрической среде; г) лепестковый вибраторов в диэлектрической среде

Варианты антенн, рассматриваемые при разработке состава КАС, приведены на рис. 2.

Дополнительные элементы конструкции антенны (линза, металлическая проволока, диэлектрическая среда), необходимы для формирования возбуждаемого вибратором поля и его излучения в требуемом направлении. При этом необходимо учитывать, что сама ДН излучателя в верхней области частот неизбежно становится более узкой, с возникновением большего числа боковых лепестков.

Введение металлической проволоки (см. рис. 2а), имеющей электрический контакт на обоих концах вибратора, позволяет произвести перенос возбуждения поля ближе к обтекателю, при этом на самой проволоке возникает бегущая волна, синфазная волне на вибраторе. Результирующая волна выдавливается за пределы обтекателя и имеет вертикальную поляризацию, что позволяет создать осесимметричную антенную систему пеленгатора, с пеленгом по любой поляризации приходящего сигнала. Результат электродинамического моделирования продемонстрирован на рис. 3.

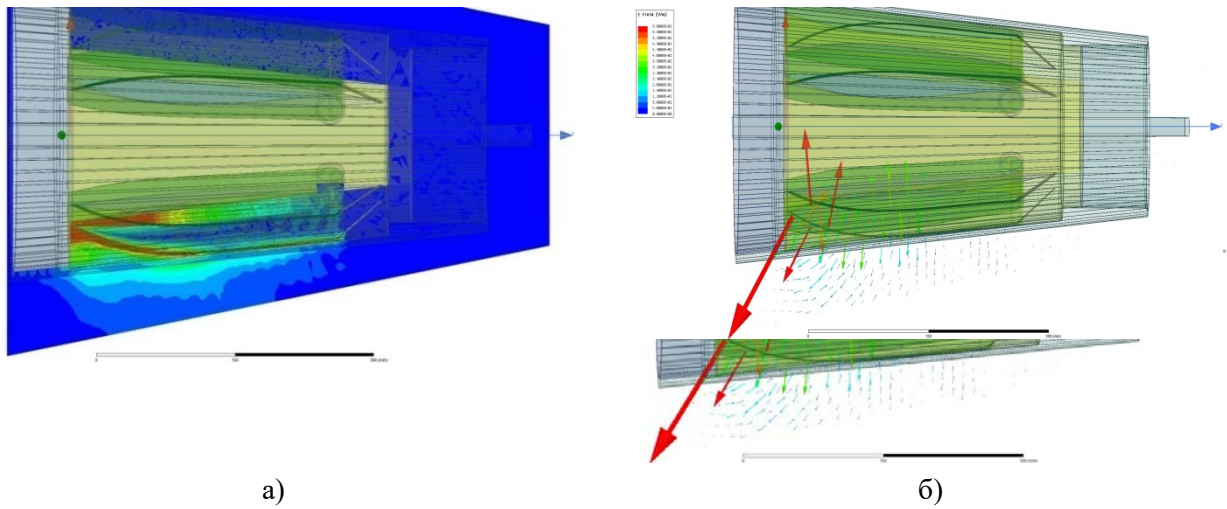


Рис. 3. Вариант КАС с металлической проволокой, позволяющей перенести возбуждение поля ближе к границе обтекателя: а) распределение интенсивности электрического поля в плоскости расположения вибратора; б) векторы электрического поля линейной поляризации в плоскости расположения вибратора

Окружение лепестка вибратора диэлектриком, с окном, близким по форме огибающей к форме лепестка вибратора, позволяет обеспечить выталкивание электромагнитного поля вдоль лепестка, с небольшим углом отклонения от него. Выбор материала диэлектрика, формы окна, высоты подвеса лепестка вибратора над проводящим экраном, оказывают значительное воздействие на формируемое поле. Это позволяет значительно снизить высоту профиля антенны.

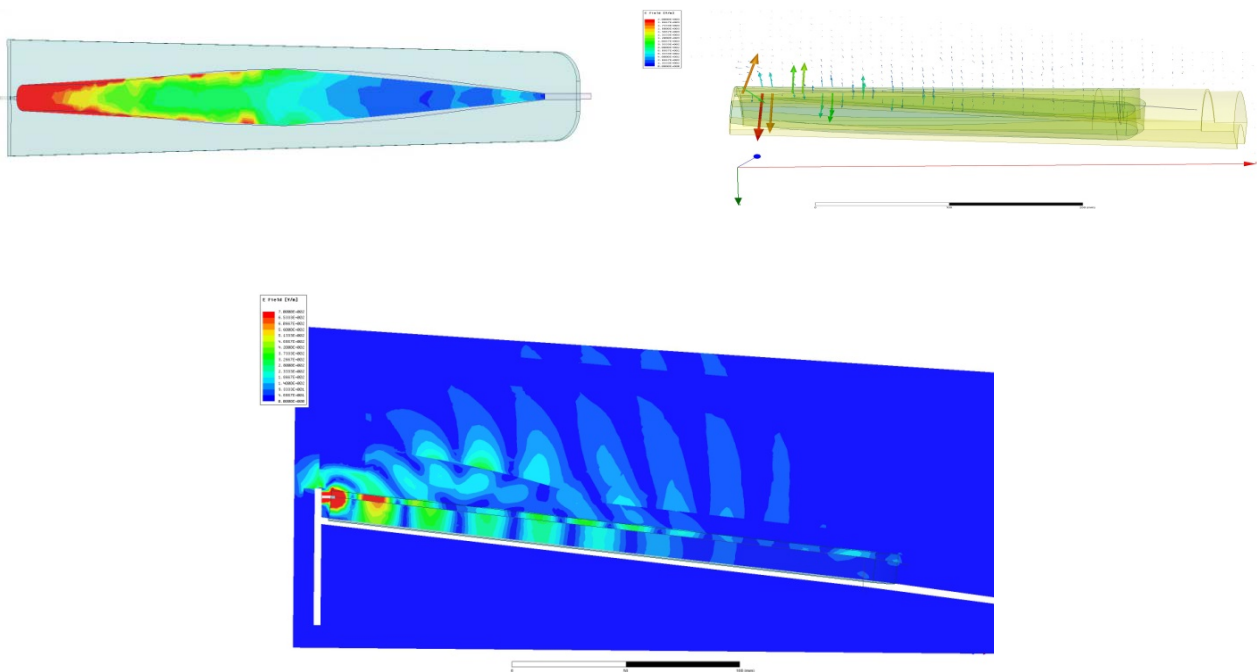


Рис.4. Вариант КАС с металлической проволокой, позволяющей перенести возбуждение поля ближе к границе обтекателя: а) распределение интенсивности электрического поля в плоскости расположения вибратора; б) векторы электрического поля линейной поляризации в плоскости расположения вибратора

Для обеспечения требуемого наклона главного лепестка ДН, при прохождении через толстый многослойный обтекатель, вводится линза, по составу близкая или выполненная из того же материала, что и первый слой обтекателя. Это позволяет на низких частотах уменьшить угол отклонения формируемого поля от плоскости вибратора при прохождении поля через РПО (см. рис. 4).

Для изготовления макета некоторые элементы конструкции были переработаны, согласованы с имеющимися производственно-технологическими возможностями. Это привело к изменению внешнего вида антенны, без изменения концепции. Места размещения и внешний вид переработанной антенны для изготовления макета продемонстрированы на рис. 5.

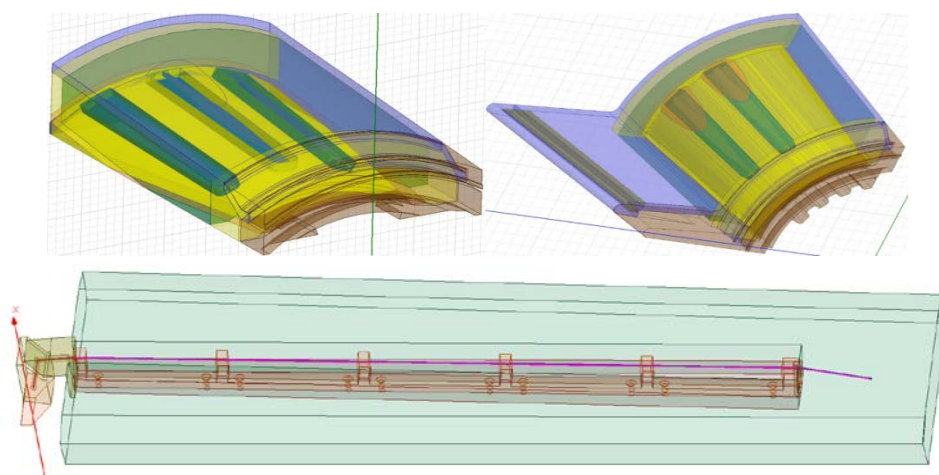


Рис. 5. а) места размещения антенн в электродинамической модели, в том числе и воздействие предполагаемых внешних элементов конструкции на периферийные антенны; б) внешний вид конструкции рупорно-вибраторной антенны, рассматриваемой для изготовления

Результаты электродинамического моделирования представлены на рисунках 6–9.

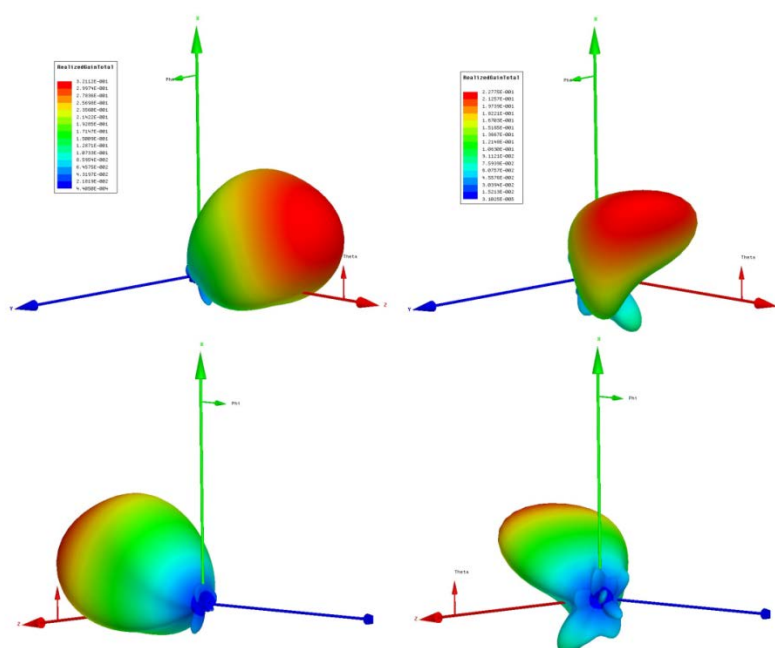


Рис.6. ДН рупорно-вибраторной антенны для нижнего частотного диапазона, для центральной и периферийной антенн

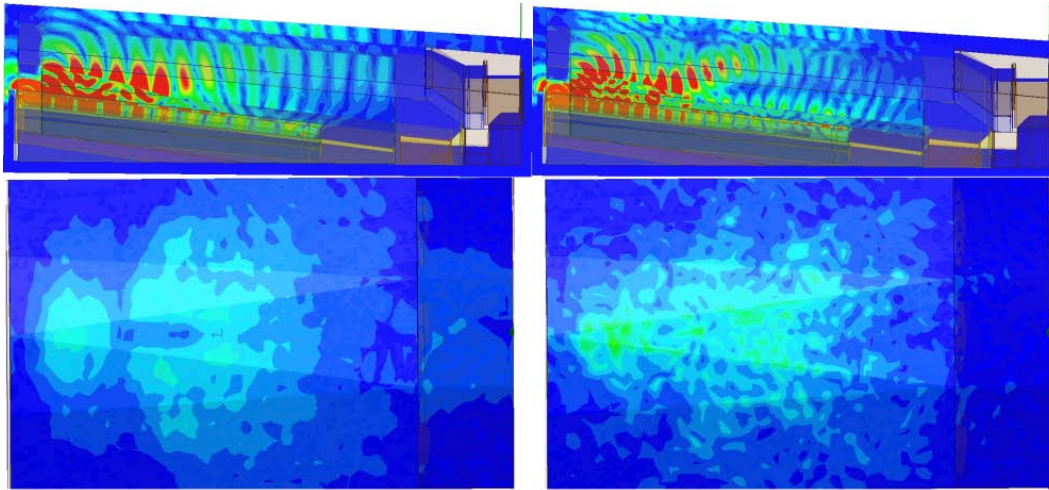


Рис. 7. Структура электрического поля в плоскости расположения центральной антенны для средних частот (частоты выборочно)

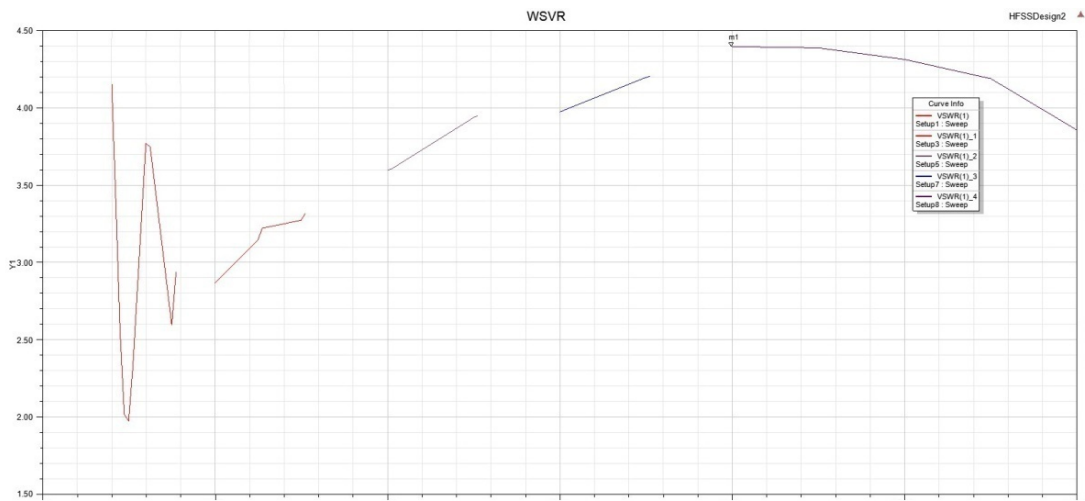


Рис. 8. КСВН рупорно-вибраторной антенны для всего частотного диапазона

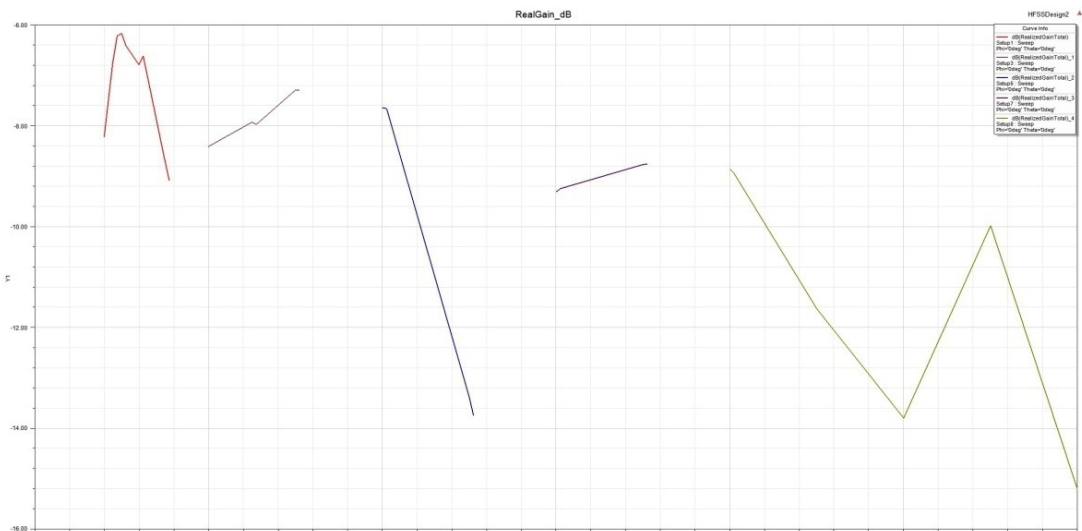


Рис. 9. Коэффициент усиления рупорно-вибраторной антенны, в дБ

Как видно из графиков, в самом худшем случае КСВН одиночной антенны, при работе через толстый многослойный РПО, не превышает значения 4,5, что для построения пеленгатора является вполне приемлемым. Коэффициент усиления находится в пределах от минус 6 до 15.2 дБ, что также является допустимым для рассматриваемой КАС.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

По результатам электродинамического моделирования низкопрофильной КАС было принято решение изготовить макет по последнему приведённому варианту модели. Внешний вид готовой низкопрофильной широкополосной КАС приведён на рис. 10.

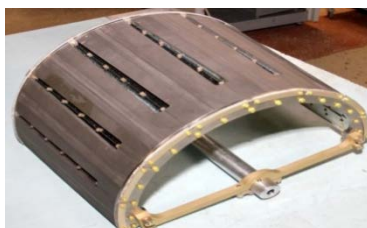


Рис. 10. Широкополосная КАС
из низкопрофильных рупорно-вибраторных антенн, макет

После измерения КАС из рупорно-вибраторных антенн на измерительном стенде производилось сравнение данных результатов электродинамического моделирования и данных, полученных на измерительном стенде (см. рис. 11).

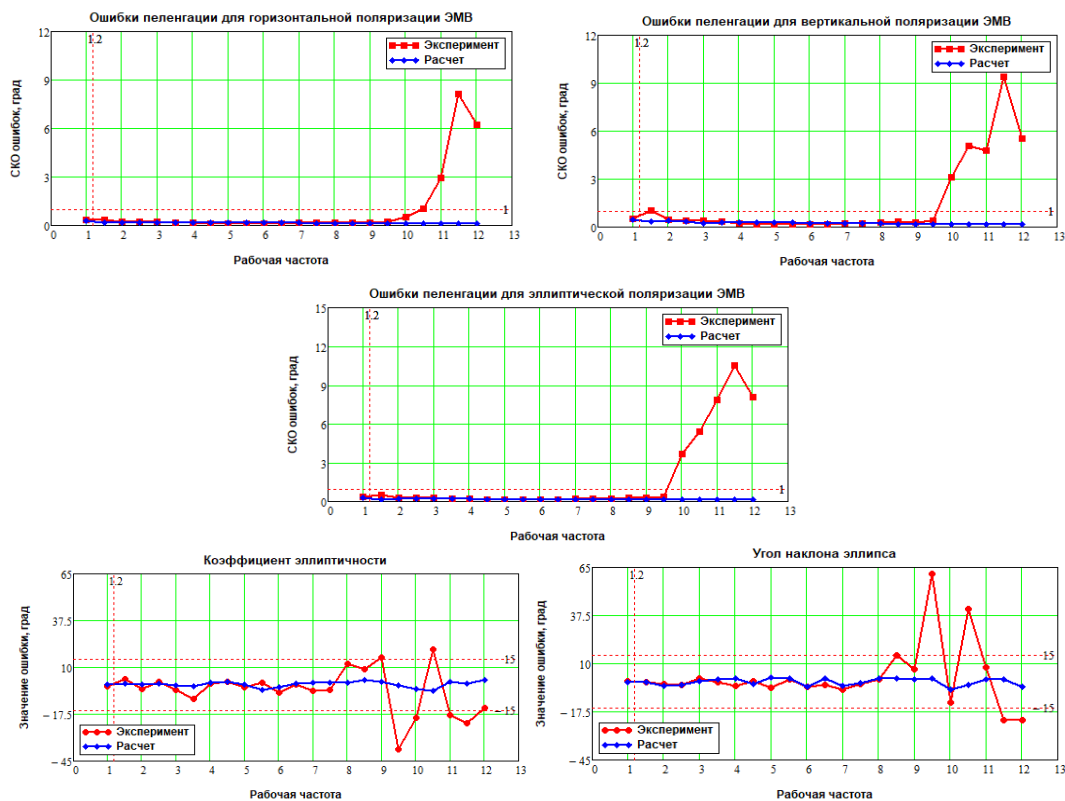


Рис. 11 . Оценка данных, полученных из электродинамической модели,
и снятых с макета на измерительном стенде

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для оценки эффективности и работоспособности проводилось сравнение двух отдельных макетов антенных систем:

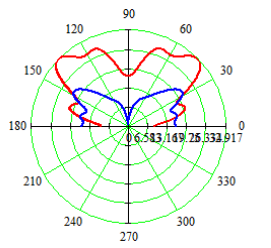
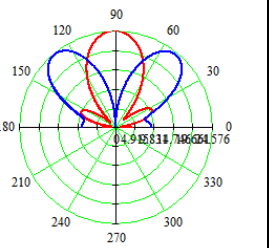
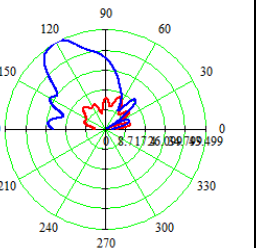
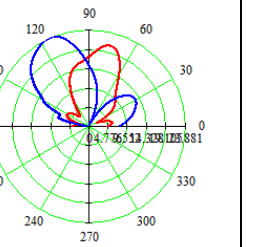
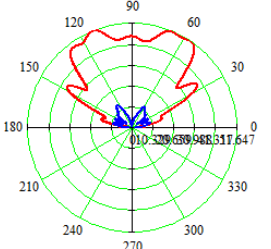
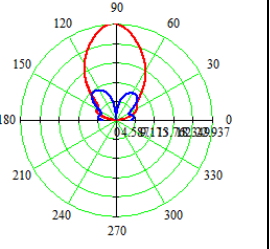
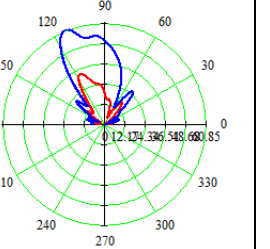
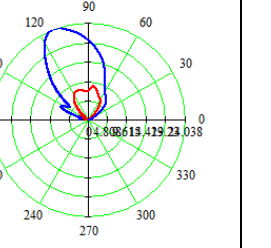
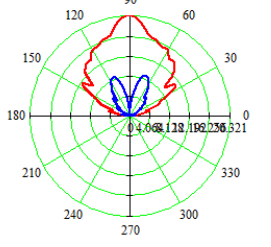
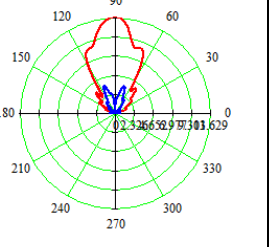
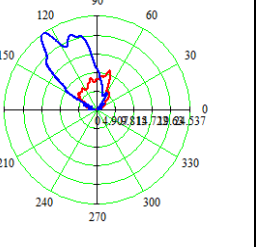
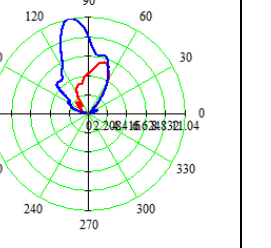
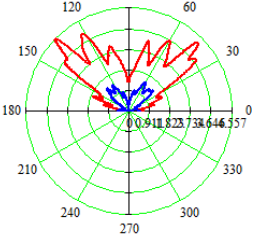
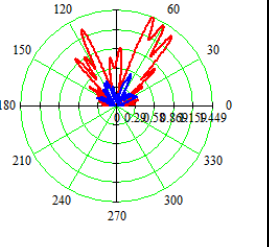
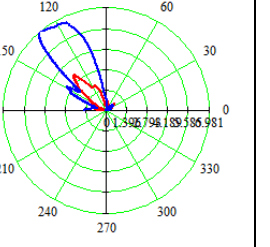
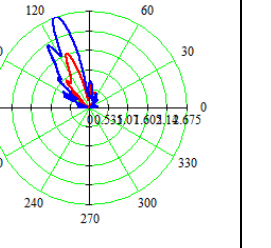
- антенная система, построенная на резонансных антеннах, с излучающей структурой в виде зигзага, линейная высота около 60 мм, длина около 300 мм;

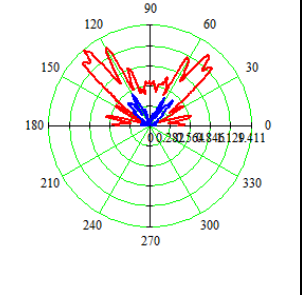
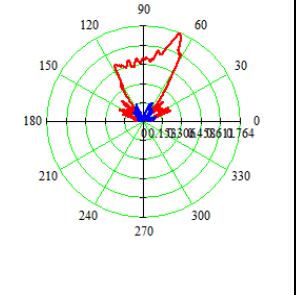
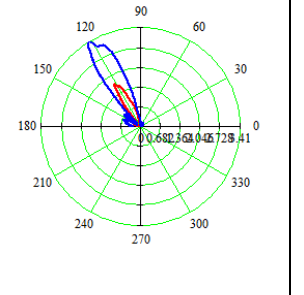
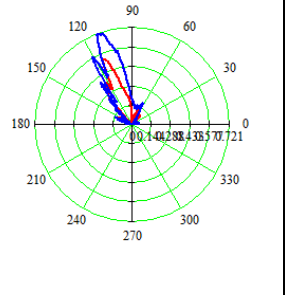
- антенная система, построенная на низкопрофильных рупорно-вибраторных антеннах, линейная высота 14 мм, длина около 300 мм.

Для сравнения приводятся графики ДН центральной и крайней (периферийной) антенн. Для удобства данные графики сведены в табличный вариант представления.

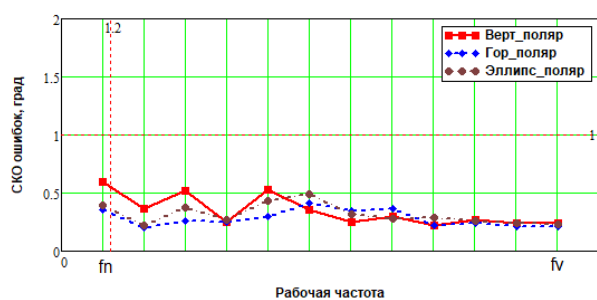
Таблица 1

СРАВНЕНИЕ ДН ДВУХ МАКЕТОВ

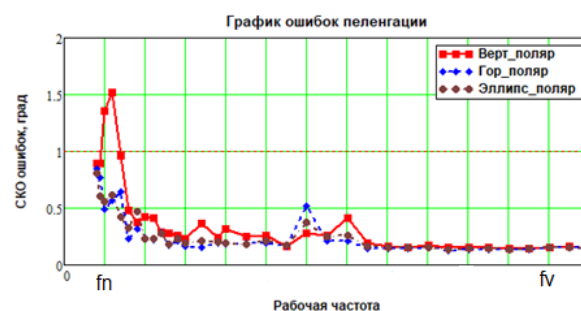
Частота	Центральная антенна		Периферийная антенна	
	Резонансная зигзагообразная	Рупорно-вибраторная	Резонансная зигзагообразная	Рупорно-вибраторная
f1				
f2				
f3				
f4				

Частота	Центральная антенна		Периферийная антенна	
	Резонансная зигзагообразная	Рупорно-вибраторная	Резонансная зигзагообразная	Рупорно-вибраторная
f5				

Как видно из графиков таблицы 1, форма и усиление ДН для обоих вариантов антенн достаточно близки, что позволяет применять разработанный вариант низкопрофильной КАС при критичных условиях к области размещения антенной системы. Однако, если для применения варианта резонансной антенны типа зигзаг требуется только выделение дополнительного места внутри изделия, то для рупорно-вибраторной антенны требуется внесение изменений в сам РПО в виде линзы, составляющей единое целое с первым слоем РПО, что накладывает определённые трудности как при изготовлении самого РПО, так и для точного позиционирования КАС под РПО.



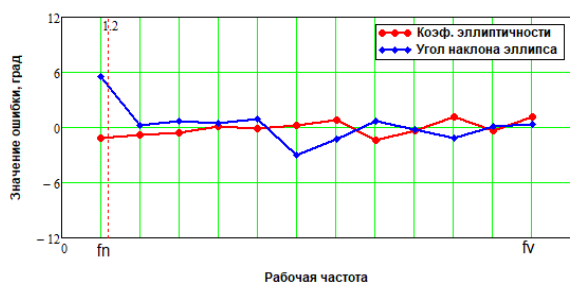
а)



б)

Рис. 12. СКО ошибок пеленгации:

а) для резонансной типа зигзаг; б) для рупорно-вибраторной



а)



б)

Рис. 13. Значения ошибок, град:

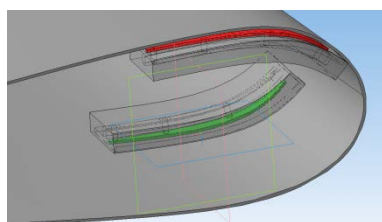
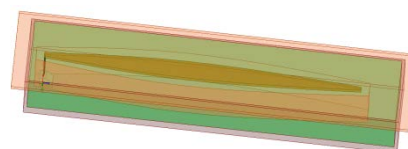
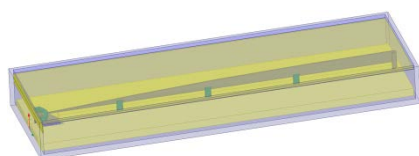
а) для резонансной типа зигзаг; б) для рупорно-вибраторной

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренная антенная система является конформной относительно внутренней стенки обтекателя, полученные характеристики в сравнении с испытанной и отлаженной антенной типа зигзаг дают сравнимые результаты при размещении под многослойным толстым обтекателем, что позволяет рассматривать возможное использование таких антенных систем. К безусловным достоинствам подобных низкопрофильных антенн можно отнести не критичность мест установки КАС. Однако для каждого конкретного случая применения требуется адаптация такой системы. Возможно, дальнейшее исследование подобных систем позволит приблизить низкопрофильные КАС к универсальным, не требующим адаптации под условия эксплуатации.

Благодаря малому вертикальному профилю антенн можно создавать антенную систему, излучатель антенн которых будет либо под тонким слоем радиопрозрачного укрытия, либо будет конформным относительно внешнего обвода изделия, либо может находиться под многослойным обтекателем.

Безусловно, каждый из вариантов требует отдельной проработки под конкретные задачи, начиная от диапазона частот, что значительно влияет на линейные размеры антенных элементов, до условий применения (морское, речное, воздушное, наземное или иное). Как перспективный вариант, подобную КАС можно применить для создания полноценной плоской или объёмной АС, встроенной в корпус летательного аппарата (ЛА). За счёт низкого профиля можно разместить антенные элементы с верхней и нижней стороны крыла или осесимметрично в носовом обтекателе ЛА. К основным недостаткам разработанной конструкции КАС можно отнести узость ДН для верхнего диапазона частот, и обратную зависимость длины вибратора к частоте (что особенно сказывается на нижнем диапазоне). К преимуществам – малый вертикальный профиль, возможность изготовления изогнутого вибратора, повторяющего огибающую профиля РПО, простоту изготовления. Поскольку данная антенна в принципе не настраивается, это как облегчает разработку и изготовление антенн и КАС за счёт упрощения технологического процесса и процесса разработки, так и накладывает ограничения на точность изготовления и повышенные требования к технологическому процессу. Благодаря однотипности антенных элементов отсутствуют ограничения на порядок их установки и их положение в КАС. Это позволяет облегчить как их создание, так и последующее обслуживание.



**ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВАХ
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ**

**INCREASED PHASE-FREQUENCY CHARACTERISTICS IN MULTICHANNEL
ULTRA-WIDEBAND MICROWAVE FREQUENCY CONVERSION DEVICES**

А. А. Белоусов, А. А. Дубровская

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

A. A. Belousov, A. A. Dubrovskaya

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

Аннотация. Представлены результаты экспериментальных работ по повышению стабильности фазочастотных характеристик в устройствах преобразования частоты для фазометрических приемных каналов.

Ключевые слова: диплексер, разность фаз, катушка индуктивности, преобразование частоты, фильтр нижних частот.

I. ВВЕДЕНИЕ

Широкополосные гибридные интегральные схемы (ГИС) смесителя с низкой мощностью сигнала гетеродина (в отличие от монолитных интегральных схем) можно получить только при использовании схемы параллельного балансного смесителя (ПБС), которую в 70-х годах прошлого века предложил Дональд Найф.

Одним из основных параметров ПБС является идентичность фазочастотных характеристик (ФЧХ) на выходах каналов. При аналогичности сборки ФЧХ идентичны, при незначительных отклонениях (изменение шага намотки катушек индуктивности, монтаж конденсаторов) происходят существенные набеги фаз.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель данной работы – проведение анализа и выбор простого и эффективного решения для повышения стабильности ФЧХ сверхширокополосных ПБС.

III. ТЕОРИЯ

В ПБС развязка между входным сигналом и сигналом промежуточной частоты (ПЧ) осуществляется за счет использования диплексера, состоящего из фильтров верхних и нижних частот (ФВЧ и ФНЧ), реализованных на дискретных элементах. Порядок фильтров зави-

сит от соотношения нижней границы полосы пропускания ФВЧ и значения верхней границы полосы пропускания ФНЧ или, другими словами, чем ближе частота входного сигнала к сигналу ПЧ, тем более высокий порядок фильтра необходим.

В данной статье будет рассмотрена схема диплексера, состоящего из ФВЧ 5-го и ФНЧ 7-го порядков и реализованная на дискретных сосредоточенных элементах. Электрическая схема диплексера представлена на рис. 1.

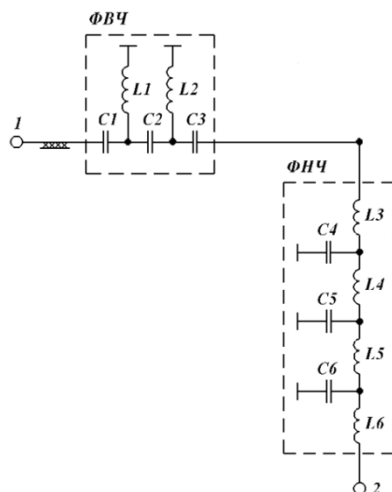


Рис. 1. Электрическая схема диплексера

В ФВЧ и ФНЧ емкости реализованы в виде прецизионных термостабильных однослойных керамических конденсаторов на материале В100, производимой ООО “Керамика” (г. С-Петербург). Индуктивности в ФВЧ реализованы в виде отрезков золотой проволоки диаметром 50 мкм, а в ФНЧ - в виде бескаркасных катушек индуктивности внутренним диаметром витка 400 мкм, шагом намотки 150 мкм из золотой проволоки диаметром 50 мкм. Эскиз бескаркасных катушек индуктивности приведен на рис. 2.

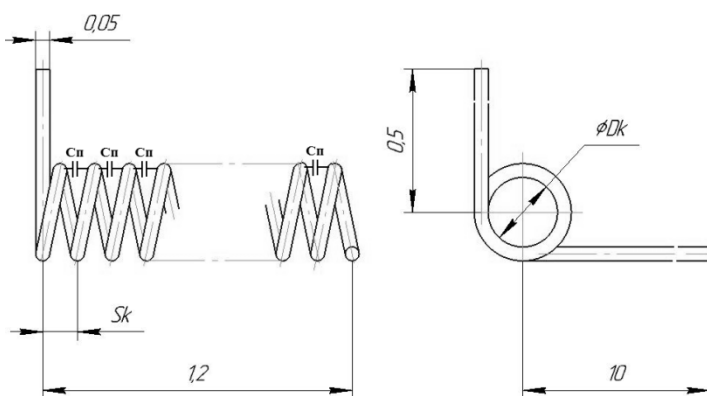


Рис. 2. Эскиз бескаркасных катушек индуктивности

При физической реализации диплексера, а именно при стыковке ФВЧ с ФНЧ, первая катушка индуктивности ФНЧ устанавливается в тракт входного сигнала, чем и вносит различные неоднородности. Известно, что такие катушки обладают паразитными резонансами,

частоты которых лежат ниже 18 ГГц. Эти паразитные резонансы обусловлены наличием межвитковых емкостей (C_p), величина которых зависит от диаметра витка (D_k) и от шага намотки витков (S_k). При автоматизированном изготовлении катушек индуктивности при четко выдержанных размерах проблемы будут минимизированы, а при ручном изготовлении катушки индуктивности будут иметь различные значения паразитных резонансов из-за отклонений в шаге намотки и, как следствие, разных величинах межвитковых емкостей.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Из-за различных величин паразитных резонансов катушки индуктивности, пульсации частотных зависимостей разности фаз на выходах каналов ПБС будут сказываться сильно.

Частотная зависимость разности фаз на выходах каналов ПБС, с катушками индуктивности ручного изготовления при частотах входного сигнала ниже частот сигнала гетеродина на фиксированной частоте сигнала ПЧ (450 МГц) и при мощности сигнала гетеродина равной 3 дБм, представлена на рис. 3. Из рис. 3 видно, что разность фаз относительно одного из каналов составляет от минус 5 до 14 градусов.

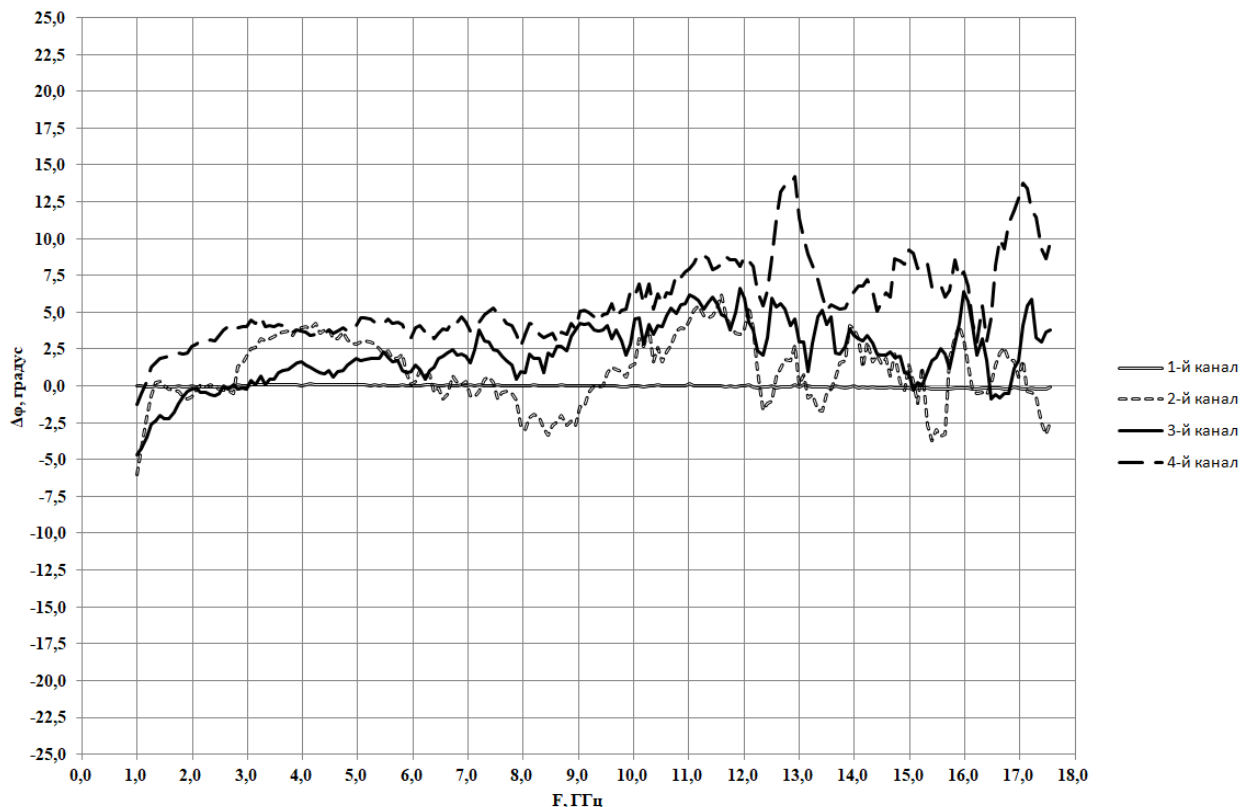


Рис. 3. Частотная зависимость разности фаз на выходах каналов ПБС, с катушками индуктивности ручного изготовления

При изготовлении ПБС с использованием в составе диплексера катушек индуктивности ручного изготовления значительно увеличивается время настройки, а также для достижения требуемых параметров ПБС существует вероятность подбора катушек, что в свою очередь влечет дополнительные финансовые и временные затраты.

Для минимизации влияния катушек индуктивности ручного изготовления на характеристики ПБС было принято решение их замены на прецизионные чип индуктивности серии КИК, производства НПО «Эркон» (г. Нижний Новгород). Таким образом, в ФНЧ были заменены три катушки индуктивности (L4 – L6) из четырех, по причине того, что катушка индуктивности L3 фактически входит в состав ФВЧ не только схемотехнически, но и конструктивно, так как размещается на токонесущем проводнике в непосредственной близости элементов ФВЧ. Сборочный чертеж платы диплексера с чип индуктивностями производства НПО «Эркон» приведен на рис. 4 а, б), физическая реализация макета диплексера приведена на рис. 5 а, б), частотная зависимость разности фаз на выходах макетов диплексера в полосе сигнала ПЧ представлены на рис. 6.

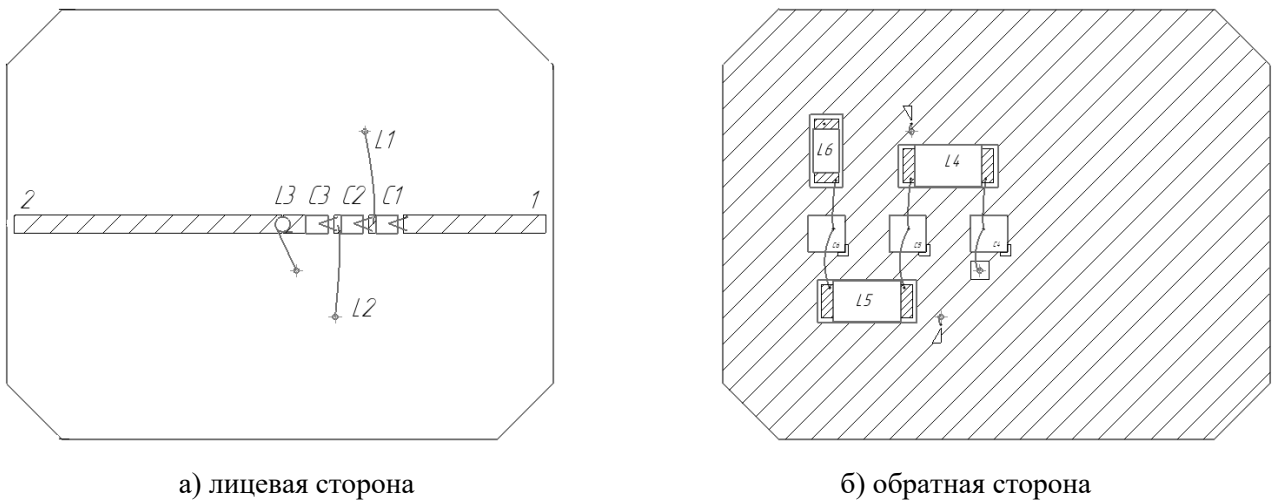


Рис. 4. Сборочный чертеж платы диплексера с чип индуктивностями производства НПО «Эркон»

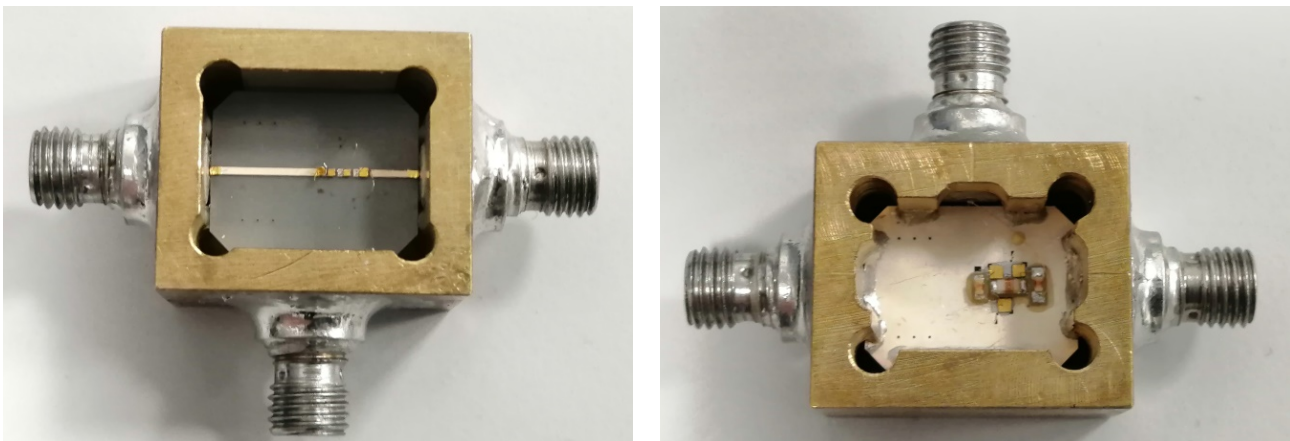


Рис. 4. Макет диплексера с чип индуктивностями производства НПО «Эркон»

Из рис. 6 видно, что отклонение ФЧХ составило не более $\pm 2^\circ$ в полосе до 600 МГц. Результаты макетирования были применены для изготовления ПБС перспективного изделия.

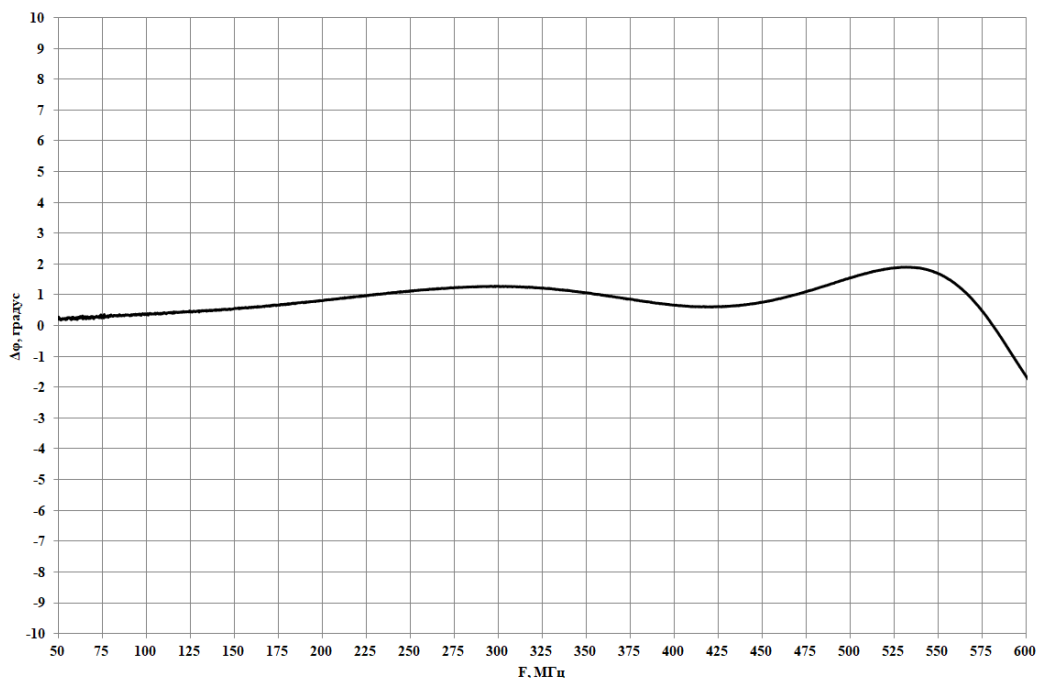


Рис. 6. Частотная зависимость разности фаз на выходах макетов диплексера с чип индуктивностями производства НПО «Эркон»

Частотная зависимость разности фаз на выходах каналов ПБС, с чип индуктивностями производства НПО «Эркон», при частотах входного сигнала ниже частот сигнала гетеродина на фиксированной частоте сигнала ПЧ (450 МГц) и при мощности сигнала гетеродина равной 3 дБм приведена на рис. 7. Из рис. 7 видно, что разность фаз относительно одного из каналов составляет от минус 3 до 7,5 градусов. Полученные результаты свидетельствуют о минимизации влияния индуктивности на характеристики ПБС.

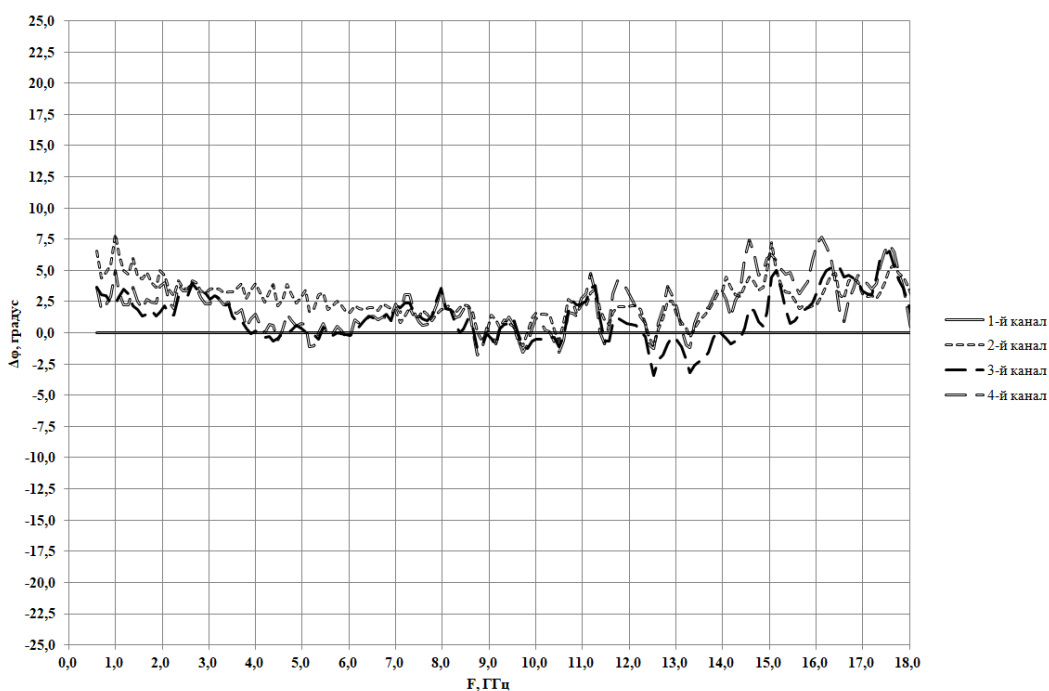


Рис. 7. Частотная зависимость разности фаз на выходах каналов ПБС, с чип индуктивностями производства НПО «Эркон»

ПБС с использованием в составе диплексера чип индуктивностей производства НПО «Эркон» практически не требует настройки, что существенно сокращает цикл изготовления.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках данной работы был представлен эффективный способ повышения фазовой стабильности в многоканальных устройствах преобразования частоты, что в свою очередь позволяет сократить время изготовления и настройки многоканальных фазометрических каналов.

УДК 621.396

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ КОРРЕКТОР АЧХ УСТРОЙСТВ СВЧ ДИАПАЗОНА

DESIGN OF AN ULTRABROADBAND MICROWAVE EQUALIZER

А. А. Белоусов, Т. В. Старинова

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

A. A. Belousov, T. V. Starinova

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Представлены результаты электромагнитного моделирования и макетирования пассивного корректора амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) с рабочим диапазоном частот от 1 до 18 ГГц. Получены электрические характеристики изготовленного макета и измерены зависимости коэффициентов передачи корректора АЧХ при изменении температуры окружающей среды.

Ключевые слова: эквалайзер, корректор АЧХ, СВЧ, сверхширокополосное устройство, конденсатор ТКПМ

I. ВВЕДЕНИЕ

При проектировании многофункциональных широкополосных устройств СВЧ часто возникает необходимость в компенсации возрастающих с ростом частоты потерь сигнала. Для их компенсации могут быть использованы корректоры АЧХ (эквалайзеры). Принцип действия и различные варианты электрических принципиальных схем пассивных корректоров АЧХ широко освещены в технической литературе [1 - 3].

Известен ряд широкополосных эквалайзеров фирмы Knowles [4], электрическая принципиальная схема которых образована двумя последовательно включенными конденсаторами и резистором, установленным параллельно этим двум конденсаторам. Устройства обеспечивают

уровень коррекции от 1 до 3.5 дБ, имеют размеры меньше, чем 1.0x0.5 мм, и монтируются в разрыв токонесущего проводника линии передачи. Преимуществами таких устройств являются простота схемотехнического и конструкторского решений и малые размеры.

В работе [5] представлена схема эквалайзера с рабочим диапазоном частот от 6 до 18 ГГц и уровнем коррекции коэффициента передачи 5 дБ. Устройство реализовано в виде полосно-пропускающего фильтра, состоящего из последовательно включенных отрезков несимметричных полосковых линий (НПЛ) с различной длиной и волновым сопротивлением и параллельно включенных тандемов из тонкопленочных резисторов и отрезков НПЛ с различной длиной и волновым сопротивлением. Устройство может быть легко встроено в приемный тракт, однако имеет сравнительно большие размеры 8x9x0.5 мм и недостаточный уровень перекрытия частотного диапазона.

В работе [6] показаны результаты моделирования схем пассивных корректоров АЧХ (рис. 1а, 1с, 2) с рабочим диапазоном частот от 1 до 18 ГГц. Корректоры (рис. 1а, 1с, 2) имеют простое схемотехническое решение и обеспечивают уровни коррекции ~2.8 и 6 дБ. Результаты изготовления и описание внешнего вида не приводятся.

В данной статье представлены результаты проектирования корректоров АЧХ, обеспечивающих уровни коррекции 2 и 5 дБ. Предлагаемые устройства изготавливаются с применением отечественных технологий, имеют малые размеры и отличаются простым схемотехническим и конструктивным решением.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью данной работы является проектирование корректора АЧХ, обладающего следующими характеристиками:

- Диапазон рабочих частот от 1 до 18 ГГц;
- Вносимые потери на частоте 18 ГГц не более 1 дБ;
- Уровень коррекции АЧХ (2.0 ± 0.1) и (5.0 ± 0.1) дБ;
- КСВН не более 2;
- Работоспособность в диапазоне температур от минус 60 до 85 °С;
- Геометрические размеры не более 2x2x3 мм;
- Использование отечественной элементной базы;
- Простое схемотехническое и конструктивное решение.

Для решения поставленной задачи была выбрана схема пассивного корректора АЧХ, топология и способ изготовления которого рассмотрены в следующих разделах статьи.

III. ТЕОРИЯ

На рис. 1 приведена электрическая принципиальная схема предлагаемого корректора АЧХ [7]. Корректор (рис. 1) имеет вход и выход, обозначенные как 1 и 2, П-образный аттенюатор на планарных резисторах R1, R2, R3, конденсатор C1 и индуктивность L1.

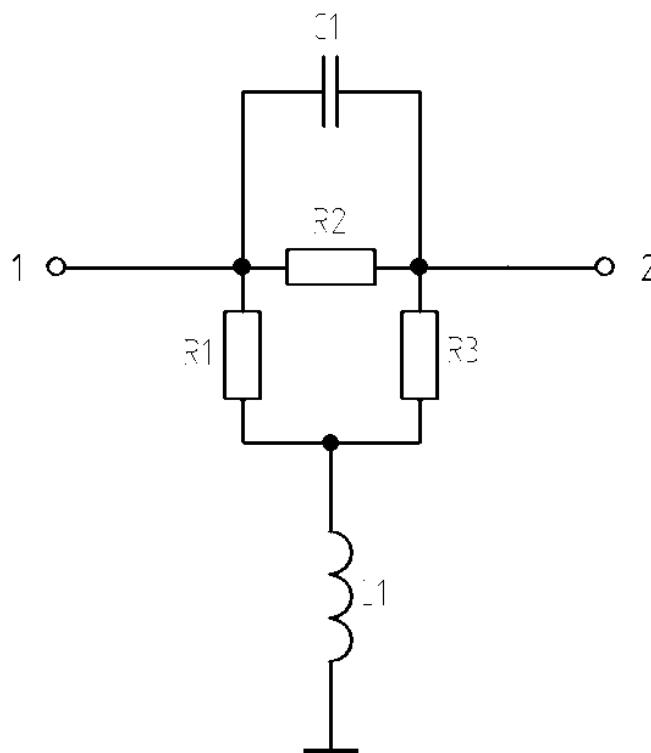


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема корректора АЧХ

Корректор работает следующим образом: поступающий на вход 1 сигнал проходит через две параллельные частотно-зависимые цепи: конденсатор С1 и П-образный аттенюатор, образованный резисторами R1 – R3, индуктивностью L1. На выходе 2 величина сигнала линейно возрастает с увеличением частоты сигнала и становится максимальной на верхней частоте рабочего диапазона частот.

Согласование с СВЧ трактом в диапазоне рабочих частот осуществляется за счет применения планарных резисторов R1, R2, R3 в схеме П-образного аттенюатора.

Расчетные номиналы и размеры резисторов для аттенюаторов с уровнем ослабления 3 и 6 дБ приведены в таблице 1 [8].

Таблица 1

РАСЧЕТНЫЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ РАЗМЕРЫ РЕЗИСТОРОВ R1, R2, R3

Величина ослабления, дБ	Обозначение (рис.1)	Расчетный номинал резистора	Геометрические размеры, мм	
			Длина l	Ширина b
3	R1, R3	292	0.876	0.15
	R2	17.6	0.141	0.4
6	R1, R3	150	0.84	0.28
	R2	37.5	0.3	0.4

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

1. Моделирование корректоров АЧХ

Модели содержат П-образный аттенюатор на планарных резисторах R1, R2, R3, выполненный на подложке из поликора толщиной 0.5 мм, индуктивность L1 в виде отрезка золотой фольги и тонкопленочный конденсатор поверхностного монтажа (ТКПМ) С1.

Внешний вид моделей корректоров с использованием схем аттенюатора с уровнем ослабления 3 (а) и 6 (б) дБ на плате с несимметричной полосковой линией показан на рис. 2.

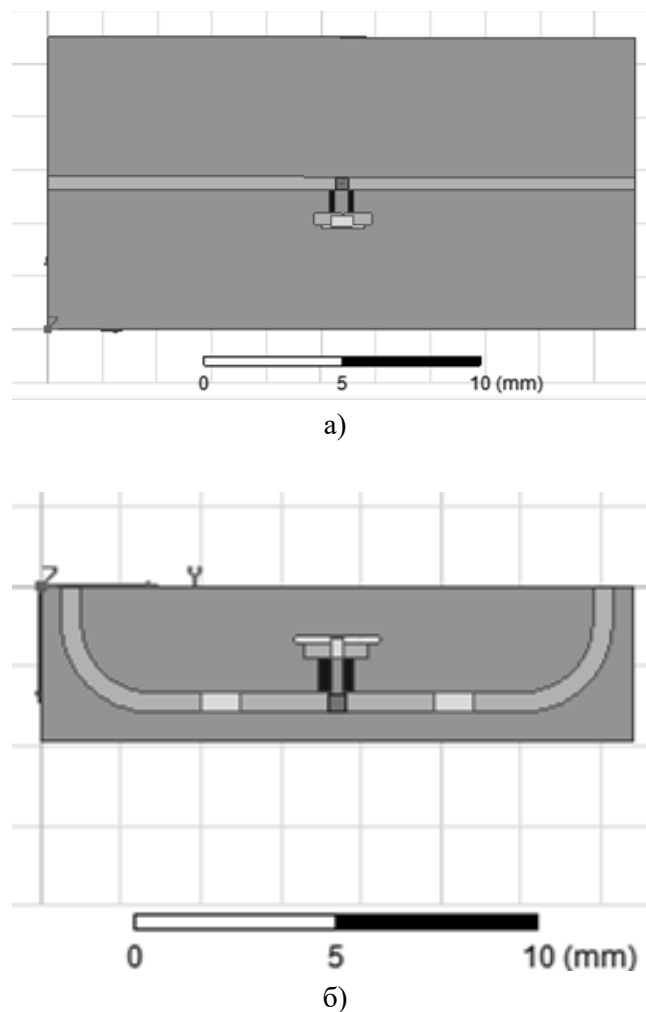


Рис. 2. Внешний вид моделей корректоров АЧХ с использованием схем аттенюатора с уровнем ослабления 3 (а) и 6 (б) дБ на плате с несимметричной полосковой линией

Тонкопленочные конденсаторы поверхностного монтажа разработаны на основе структуры, показанной в [9], и изготавливаются на базе технологических возможностей АО «ЦКБА». Структура такого конденсатора условно показана на рисунке 3а. Она содержит подложку из кристаллического кварца, а также проводящие слои 1, 3, слой 2 - диэлектрик SiO_2 , слой 4 - контактные площадки конденсатора. Внешний вид и амплитудно-частотная характеристика модели конденсатора, установленного в разрыв токонесущего проводника на плате с несимметричной полосковой линией, показаны на рисунке 3б.

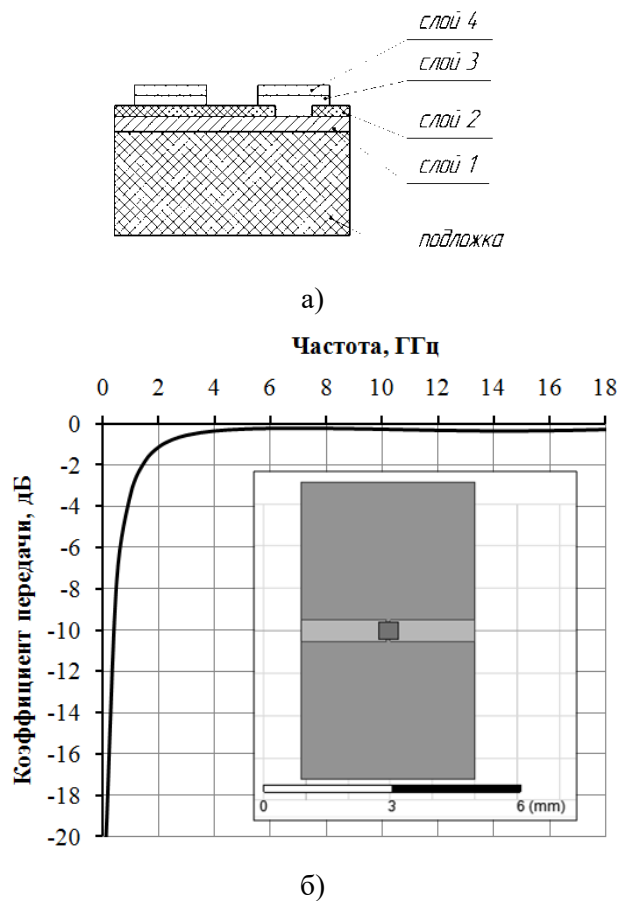


Рис. 3. Структура тонкопленочного конденсатора поверхностного монтажа (а), внешний вид модели конденсатора 1.5 пФ, установленного в разрыв токнесущего проводника, и её амплитудно-частотная характеристика (б)

Результаты электромагнитного моделирования в САПР Ansys HFSS с учетом толщины проводников и потерь в диэлектрике приведены на рис. 4.

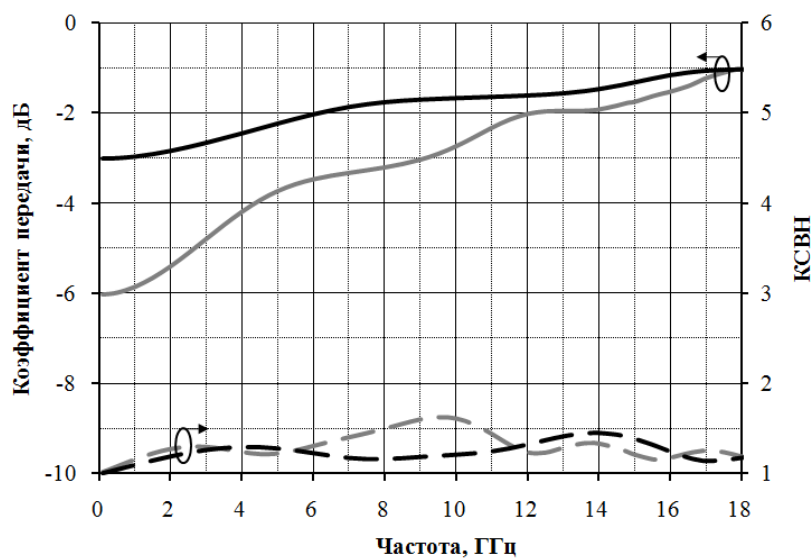


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициентов передачи и КСВН моделей корректоров АЧХ с использованием схем аттенюатора с уровнем ослабления 3 дБ (рис. 2а, цвет линий - черный) и 6 дБ (рис. 2б, цвет линий - серый)

По результатам моделирования можно сделать вывод, что в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц корректор с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 3 дБ обеспечивает диапазон изменения коэффициента передачи 2 дБ, КСВН по входу не превышает 1.4. Корректор АЧХ с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 6 дБ обеспечивает диапазон изменения коэффициента передачи 5 дБ, КСВН по входу не превышает 1.6.

2. Макетирование корректоров АЧХ

На подложке из поликора толщиной 0.5 мм сформированы входные и выходные несимметричные полосковые линии (НПЛ) и топология аттенюатора. В разрыв НПЛ параллельно резистору R2 (рис. 1) установлен конденсатор ТКПМ номиналом 1.5 пФ. Внешний вид макета корректора АЧХ с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 6 дБ показан на рис. 5.

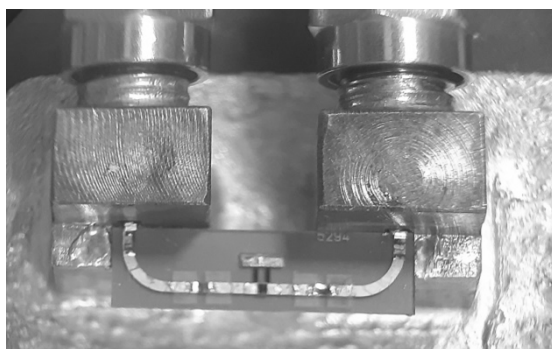


Рис. 5. Внешний вид макета корректора АЧХ с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 6 дБ

Результаты измерений электрических характеристик макетов корректоров приведены на рис. 6.

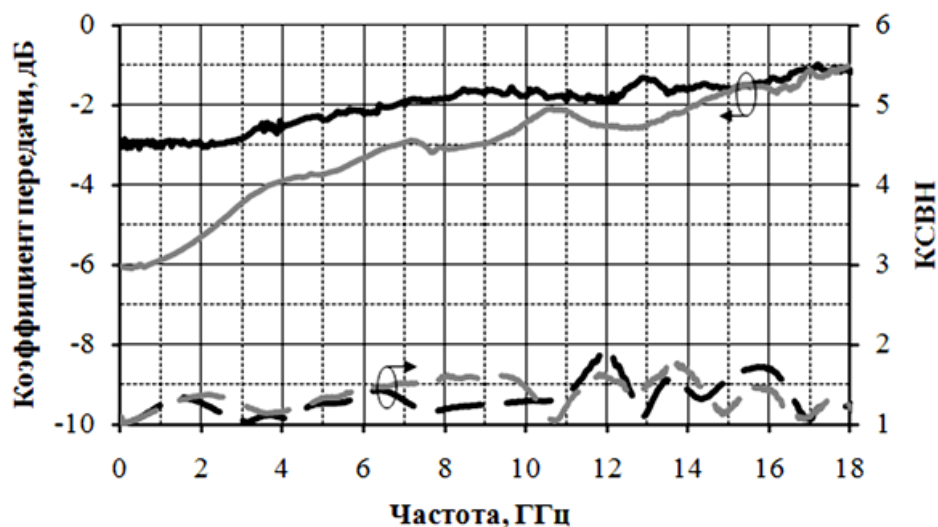


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента передачи и КСВН макетов корректоров АЧХ с использованием схем аттенюатора с уровнем ослабления 3 дБ (рис. 2а, цвет линий - черный) и 6 дБ (рис. 2б, цвет линий - серый)

По результатам макетирования можно сделать вывод, что при изменении частоты от 1 до 18 ГГц корректор с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 3 дБ имеет диапазон изменения коэффициента передачи 2 дБ, КСВН по входу не превышает 1.9. Корректор АЧХ с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 6 дБ имеет диапазон изменения коэффициента передачи 5 дБ, КСВН по входу не превышает 1.8.

Результаты измерений макета корректора с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 3 дБ в нормальных условиях и при изменении температуры окружающей среды от минус 60 до 85°C приведены на рис. 7.

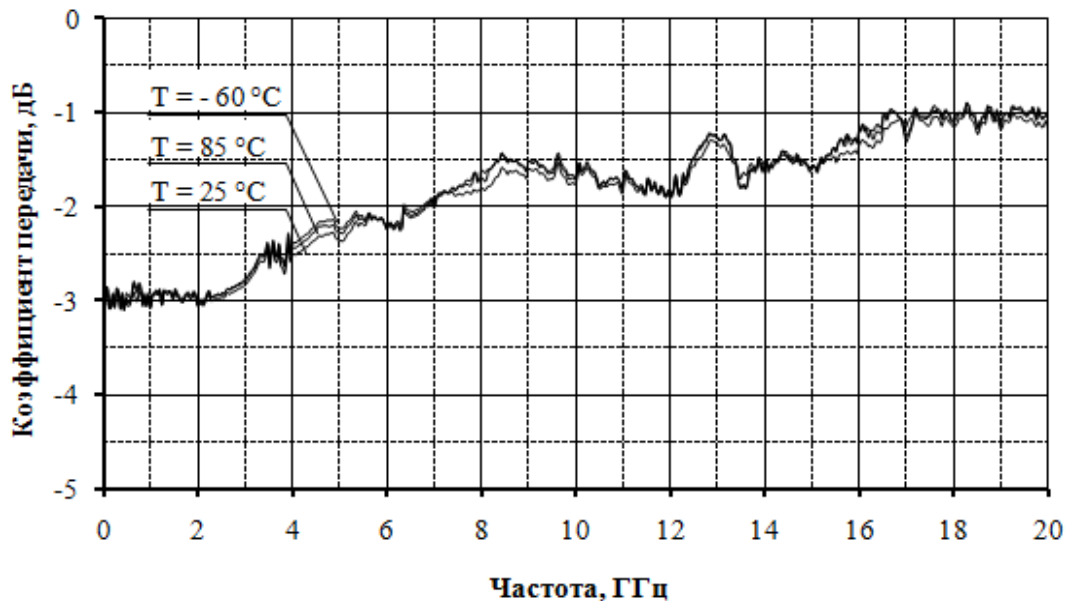


Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента передачи макета корректора при изменении температуры окружающей среды

В соответствии с рисунком 7 при изменении температуры окружающей среды в диапазоне от минус 60 до 85°C коэффициент передачи корректора с использованием схемы аттенюатора с уровнем ослабления 3 дБ изменяется не более, чем на 0.2 дБ.

IV. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описан принцип работы и показана электрическая принципиальная схема корректора АЧХ, приведены результаты расчета геометрических размеров резисторов аттенюатора, показаны результаты моделирования двух моделей корректоров с использованием схем аттенюатора с уровнем ослабления 3 и 6 дБ, а также приведены экспериментальные результаты и показан способ изготовления пассивного корректора.

Представленные корректоры обеспечивают уменьшение неравномерности АЧХ на 2 и 5 дБ, имеют малые размеры и рабочий диапазон температур от минус 60 до 85°C, отличаются простым схемотехническим и конструктивным решением.

Предложенные корректоры могут быть использованы в трактах с несимметричной полосковой линией или быть самостоятельным устройством, заключенным в герметичный корпус.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rohde Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, John Wiley & Sons, 2005. 1058 p.
2. Веселов Г. И. Микроэлектронные устройства. – М.: Высшая школа, 1988. 280 с.
3. H. Wang, B. Yan, Z. Wang, R. Xu A Broadband Microwave Gain Equalizer // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2012. Vol. 33. P. 63-72.
4. www.knowledscapacitors.com
5. Kampa J., Petrus K. Microwave Amplitude Equalizer // 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, 22-24 May, 2000. Wroclaw, 2000. P. 37-40.
6. Chaturvedi G., Anand G. Non-Reflective Broadband Microwave Gain Equalizer for EW Applications // 2019 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC), 13-15 December, 2019. Mumbai, 2019.
7. Сельвинская К. А., Гольшко З. И. Расчет фазовых и амплитудных корректоров: Справ. 2-е изд. М.: Связь, 1980. 104 с.
8. Бахарев С. И., Вольман В. И., Либ Ю. Н. [и др]. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под общ. ред. В. И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.
9. Пат. 2460164 Российская Федерация, МПК Н 01 G 4/08. Тонкопленочный конденсатор для поверхностного монтажа в несимметричные полосковые линии / Вольхин Ю. Н., Глущенко В. А, Семёнов А.В., Хан А. В., Янковская Ю. В. №2010148280/07; заявл. 25.11.10; опубл. 27.08.12, Бюл. № 24.

УДК 621.372.54

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОЗВЕННЫХ LC-ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ LTCC-ТЕХНОЛОГИИ

DESIGNFEATURES MULTISECTION LC-FILTERS BY LTCC-TECHNOLOGIES

к.т.н. Д. А. Борейко, А. Р. Князева

ОНИИП, г. Омск, Российская Федерация

D. A. Boreyko, A. R. Knyazeva

ONIIP, Omsk, Russian Federation

Аннотация. Статья посвящена проектированию LC-фильтров, созданных по LTCC-технологии (диапазон рабочих частот 0,5-19 ГГц). Рассматриваются фильтры на основе многозвенных схем, обеспечивающих высокий уровень избирательности. Основные проблемы, возникающие при их проектировании – увеличение площади устройства и повышение трудоемкости вычислений. Вопросы,

связанные с уменьшением площади, решаются с помощью разбиения фильтра на части (секции) и размещения их друг над другом в несколько уровней. Трудоемкость вычислений предлагается снизить за счет многократного использования одной и той же секции. Статья будет полезна для разработчиков LTCC-устройств, работающих с СВЧ-диапазоне.

Ключевые слова: интегральные фильтры, LTCC-технология, СВЧ-диапазон, функциональная микроэлектроника.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время все сильнее преобладает тенденция к увеличению частотного диапазона, в котором должна работать радиоаппаратура и приборы микроэлектроники. Данное обстоятельство заставляет использовать прогрессивные технологии. В том числе для реализации частотно-селективных устройств СВЧ-диапазона используется технология совместного спекания низкотемпературной керамики (Low Temperature Co-fired Ceramic), обозначаемая аббревиатурой LTCC.

Подложка электрических LC-фильтров, созданных по этой технологии, представляет собой керамическую плату, на внутренних слоях которой размещаются проводники, а также конденсаторы и катушки индуктивности в планарном многослойном представлении. Такое конструктивное исполнение хорошо подходит для работы фильтра на высоких частотах (0,5-19 ГГц), так как позволяет сократить длину соединений между элементами и минимизировать паразитные параметры топологии устройства [1-4].

Также в ряде исследований показано, что определенные конструкции многослойных катушек и конденсаторов имеют высокую частоту собственного резонанса [5-7]. В наших предыдущих исследованиях показано, каким образом можно уменьшить площадь отдельных элементов без ухудшения их частотных характеристик [8, 9]. Это создает возможность создания компактных конструкций СВЧ-фильтров.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В ряде случаев фильтр должен обеспечивать хорошее подавление ненужных сигналов в непосредственной близости от полосы пропускания. Выполнение этого требования обеспечивается увеличением крутизны кривой АЧХ (повышение степени избирательности фильтра) за счет применения схем с полюсами затухания или многозвенных схем с большим порядком фильтра [10, 11].

Второй вариант является предпочтительным, так как соответствует более равномерной характеристике передачи фильтра. Однако при его использовании количество элементов схемы возрастает в несколько раз. Это приводит и к расширению площади частотно-селективного устройств, и к увеличению объема расчетов во время проектирования.

Таким образом, целью данной работы является разработка рекомендаций по проектированию многозвенных LTCC LC-фильтров с учетом их особенностей: увеличение площади и возрастание объемов расчетов.

III. ТЕОРИЯ

Как уже было сказано, одной из проблем при проектировании многозвенных фильтров является расширение площади, которую занимает их конструкция. Для решения задачи экономии площади можно использовать подход, который предполагает размещение некоторых элементов друг над другом [1, 7]. Так как толщина одного диэлектрического слоя керамики составляет порядка 100 мкм, в то время как один элемент, например, конденсатор емкостью 5 пФ, или индуктивность 5 нГн, занимает порядка 3 мм², то увеличение объема при таком подходе будет незначительным.

Многозвенная структура полиномиальных электрических схем фильтра позволяет выделить из них некоторые совокупности элементов из колебательных контуров и элементов связи для условного объединения их в секции. Эти секции необходимо разместить в объеме подложки фильтра друг над другом в несколько уровней, что позволит значительно сэкономить площадь [12]. На рис. 1 показаны схематичные изображения фильтров с одноуровневым и многоуровневым расположением секций.

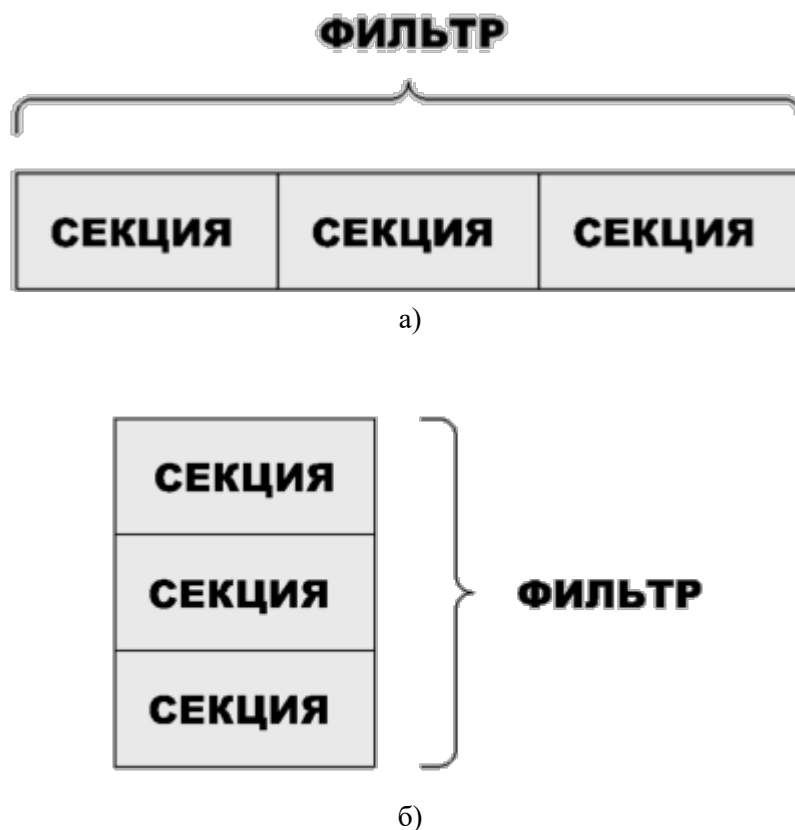


Рис. 1. Одноуровневое (а) и многоуровневое (б) расположение секций в фильтре

Некоторые особенности технологии накладывают определенные ограничения на выбор схемотехнических решений. Фильтры, создаваемые данным образом, имеют покрытие внешних поверхностей экранирующим слоем металлизации, который подключается к общей шине. Такой подход позволяет отказаться от корпусирования фильтров, тем самым упрощая технологию их изготовления и предотвращая разрастание габаритных размеров.

Помимо достоинств у такого экранирования есть и недостатки, одним из которых является возникновение неизбежных паразитных связей между обкладками незаземленных конденсаторов и внешними экранами. Исключение составляют только конденсаторы в продольных плечах П-образных секций конденсаторов.

Принимая во внимание выше сказанное, будем выбирать схемы без незаземленных конденсаторов. В качестве примера в данной работе рассматриваются схемы фильтров на параллельных контурах с индуктивной связью.

Реализация фильтра второго порядка по данной схеме представляет собой относительно простую задачу. Она заключается в расчете двух элементов колебательного контура и одного элемента связи. После чего топологии этих элементов необходимо соединить для получения конструкции фильтра.

Рассмотрим тот случай, когда такой фильтр второго порядка является одной секцией фильтра более высокого порядка. Для этого соединим данную секцию несколько раз (обозначим это количество N), как показано на рис. 2.

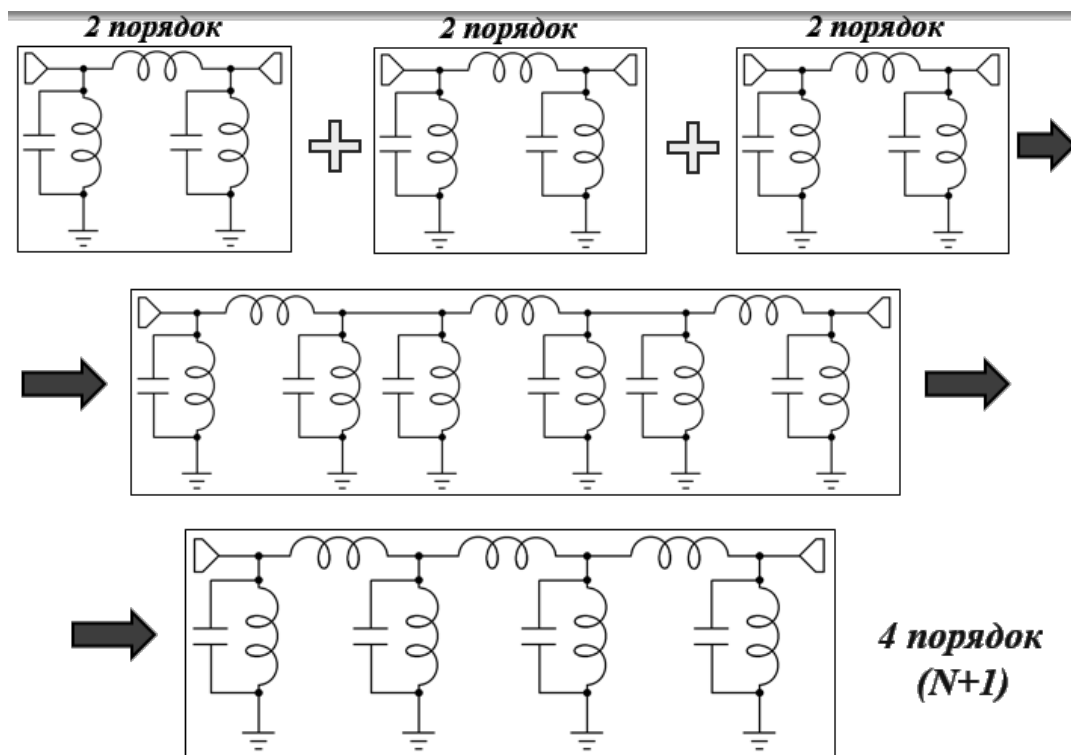


Рис. 2. Многократное соединение схемы одной секции

В данном конкретном случае соседние параллельные контура складываются друг с другом. Это обуславливает то обстоятельство, что эквивалентная схема общего фильтра соответствует порядку $N+1$. Однако преимуществом является возможность использовать в пределах каждой секции одинаковую совокупность элементов, что упрощает процесс проектирования.

Самым простым, с точки зрения моделирования элементов и создания топологий секций, является многократное использование идентичных секций с одинаковыми номинальными значениями их элементов. При этом секции соединяются последовательно необходи-

мое количество раз, образуя собой суммарный фильтр, который должен обеспечивать требуемые параметры.

Стоит учитывать, что при прохождении сигналов через каждую секцию такого суммарного фильтра его полоса становится уже, а вносимое затухание увеличивается. Таким образом, на этапе расчета схемы следует определить такие значения элементов базового фильтра, которые позволят получить необходимые крайние частоты полосы пропускания. На рис. 3 показана схема включения базовых фильтров, а на рис. 4 АЧХ базового и суммарного фильтров, а также характеристика расчетного фильтра с порядком, аналогичным суммарному.



Рис. 3. Схема включения базовых фильтров

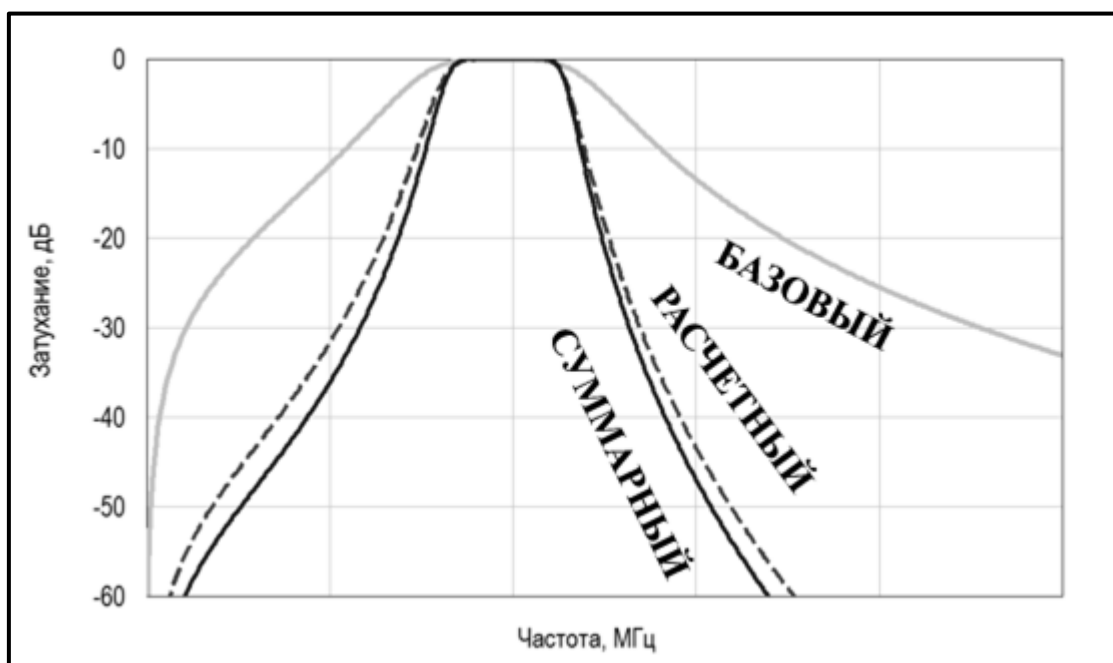


Рис. 4. АЧХ базового, суммарного и расчетного фильтров

Из рис. 4 видно хорошее совпадение АЧХ расчетного и суммарного фильтра вплоть до уровня затухания минус 60 дБ, что говорит о приемлемости предложенного метода.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для создания топологии одной секции необходимо провести расчет ее элементов – конденсаторов и индуктивностей. Далее необходимо сформировать трехмерные модели их конструкций и провести электромагнитное моделирование в специализированном САПР. На основе полученных результатов создается топология базового фильтра. Пример такой топологии приведен на рис. 5.

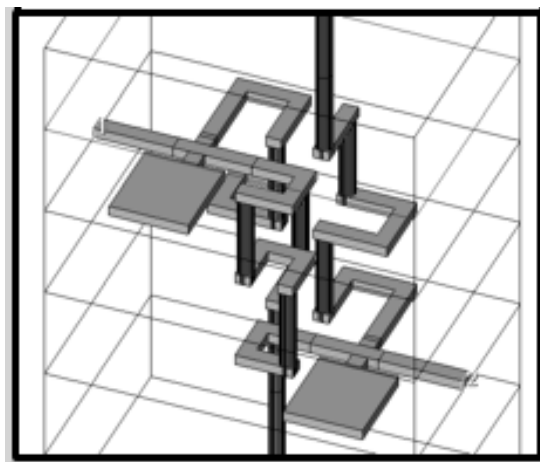


Рис. 5. Пример конструкции базового фильтра

К данной конструкции целесообразно предъявлять несколько критериев:

- реализация в небольшом количестве слоев (4-6 слоев);
- минимальная площадь;
- минимальные всплески характеристики АЧХ в дальней зоне.

Исходя из представленных критериев были проанализированы различные варианты топологии базового фильтра, представленные на рис. 6.

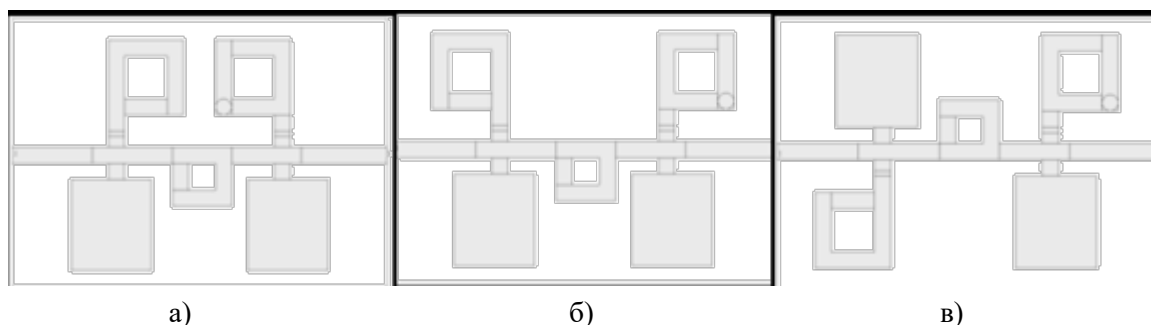


Рис. 6. Варианты топологии базового фильтра (вид сверху)

По результатам моделирования установлено, что амплитудно-частотные характеристики представленных фильтров имеют схожий характер в дальней зоне. Также данные топологии реализованы в одинаковом количестве слоев (6 слоев), но при этом топология на рис. 6 (а) обладает большей компактностью. В связи с этим она выбрана для реализации базового фильтра.

Необходимо отметить, что при размещении секций непосредственно друг над другом между их элементами могут возникать нежелательные паразитные связи, приводящие к искажению частотных характеристик суммарного фильтра. Принимая во внимание данное обстоятельство между ними необходимо организовать разделительные экраны, представляющие собой сплошные полигоны металлизации с выборками для прохождения через них переходных отверстий. Таким образом, имеется возможность создания электрического контакта между секциями в одной точке. На рис. 7 представлен пример такого разделяющего экрана.

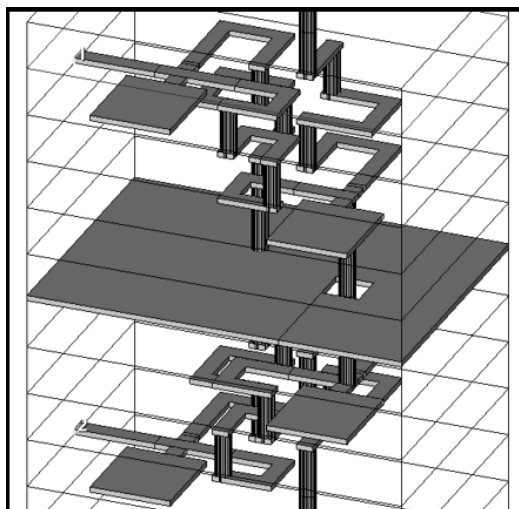


Рис. 7. Разделяющий экран для изоляции секций друг от друга

При соединении секций друг с другом в ходе формирования общей структуры суммарного фильтра возникает вопрос о том, какой способ их соединения предпочтительней. Это происходит из-за того, что топология секций не обладает симметричностью относительно горизонтальной плоскости и соответственно имеется два варианта их соединения. В первом случае секции соединяются «прямым способом», то есть без изменений. Во втором случае топология отзеркаливается относительно вертикальной плоскости и крайние элементы секций, соединяемые переходными отверстиями, оказываются разделены между собой меньшим количеством слоев. Для наглядности оба варианта представлены на рис. 8.

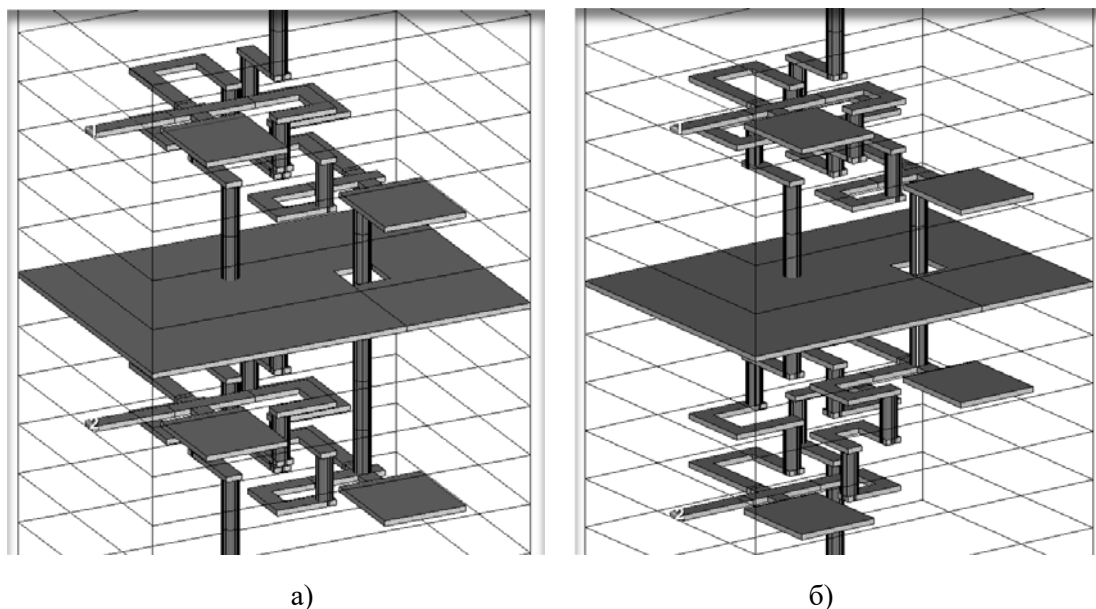
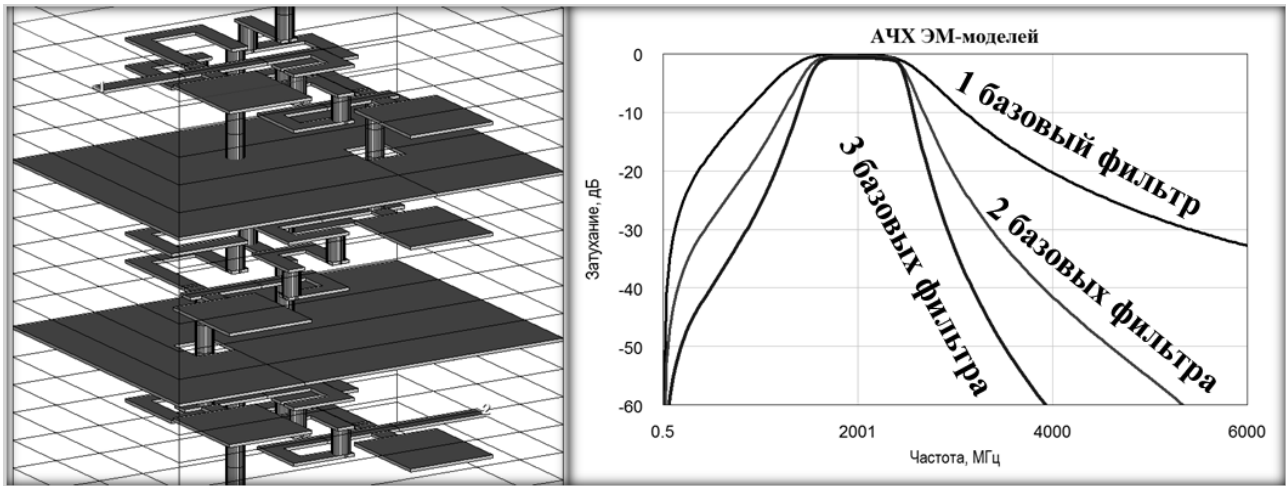


Рис. 8. «Прямое» (а) и «зеркальное» (б) соединение секций

Моделирование частотных характеристик позволило выявить преимущество «зеркального» соединения секций исходя из более отдаленного по частоте расположения пиков проводимости на характеристике АЧХ.



а)

б)

Рис. 9. Итоговая конструкция фильтра (а) и АЧХ фильтров из разного количества одинаковых секций (б)

На основе всех проведенных исследований создана итоговая конструкция фильтра и получена ее амплитудно-частотная характеристика, представленные на рис. 9.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Исходя из анализа рис. 9, можно установить, что в ходе работы удалось создать фильтр 4-го порядка (состоящий из 3 базовых фильтров), работающий на центральной частоте $f_c = 2$ ГГц и имеющий полосу пропускания $\Delta f = 50\%$. Уровень затухания данного фильтра на частоте $2 f_c$ составляет 60 дБ, что является хорошим показателем. Также можно отметить, что на АЧХ отсутствуют пики проводимости вплоть до частоты, составляющей $3 f_c$, что способствует его применению в широком диапазоне частот без дополнительных частотно-селективных устройств. Вносимое затухание данного фильтра составляет минус 0,7 дБ, что является достаточно маленькой величиной. Такое значение параметра стало возможным за счет его минимального значения в базовом фильтре.

Количество слоев итоговой конструкции составляет 18, что вполне реализуемо с использованием LT CC-технологии. Габаритные размеры спроектированного устройства $5 \times 7 \times 1,62$ мм. Учитывая, что при стандартном одноуровневом расположении секций фильтра его длина была бы в три раза больше, экономия площади составляет 67%.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе представленных в работе исследований можно сделать следующие выводы.

Проектирование многосекционных LTCC-фильтров рекомендуется осуществлять с помощью следующих приемов:

- экономия площади возможна за счет *разделения фильтра на секции* с размещением их друг над другом в несколько уровней;
- минимизация взаимного влияния элементов секций друг на друга достигается *размещением внутренних разделительных экранов*;

- сокращение объемов расчетов при проектировании осуществимо при *многократном использовании топологии базового фильтра* на основе одной секции.

В ходе выполнения работы спроектирован фильтр со следующими параметрами:

- центральная частота $f_c = 2$ ГГц, полоса пропускания $\Delta f = 50\%$, затухание 60 дБ (на $2f_c$);
- габаритные размеры $5 \times 7 \times 1,62$ мм.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вендик И.Б. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига / И.Б. Вендик, Д.В. Холодняк, А. В. Симин // Компоненты и технологии. 2005. Вып. 5. С. 190–196.
2. Егоров Г.Н. Многослойные керамические микросхемы. Низкотемпературная совместно обжигаемая керамика / Г.Н. Егоров // Электроника. 2006. Вып. 3. С. 60–65.
3. Капитанова П.В. Исследование параметров пассивных СВЧ-компонентов, выполненных по многослойной интегральной технологии / П.В. Капитанова, А.В. Симин, Д.В. Холодняк // Труды высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 1. С. 75–81.
4. Bahl Inder. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits [текст] / Inder Bahl // Artech House. - 2003. - 488 p.
5. Борейко Д.А. Исследование влияния конструктивных параметров на характеристики интегральных конденсаторов / Д.А. Борейко // Техника радиосвязи. 2014. Вып. 2 (22). С. 91–100.
6. Дьяченко Т.С. Исследование добротности печатных катушек индуктивности / Т.С. Дьяченко, А.И. Тюменцев // Сборник трудов Всероссийской конференции «Микроэлектроника СВЧ». – Санкт-Петербург: Технолит, 2012. С. 234–239.
7. Туральчук П.А. Многослойные интегральные схемы миниатюрных СВЧ устройств для систем телекоммуникаций и связи / П.А. Туральчук, Я.И. Колмаков, А.В. Симин, Д.В. Холодняк // Изд. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 1. С. 65–70.
8. Борейко Д.А. Интегральные конденсаторы с уменьшенной площадью/ Д.А. Борейко, А.С. Валенко // Техника радиосвязи. 2019. Вып. 4 (43). С. 94–102.
9. Борейко Д.А. Интегральные катушки индуктивности с уменьшенной площадью/ Д.А. Борейко, А.Р. Князева // Техника радиосвязи. 2021. Вып. 1 (48). С. 86–94.
10. Босый Н.Д. Электрические фильтры. – Киев: Государственное издательство технической литературы УССР, 1957. – 516 с.
11. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров / Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. – М.: Сов.радио, 1974. – 288 с.
12. Патент №207251 РФ, МПК: Н03Н 7/01. Интегральный полосовой LC-фильтр / Д.А. Борейко, И.А. Варич, А.Р. Князева – Оpubл. 2021., Бюл. № 29.

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА
МАХА-ЦЕНДЕРА НА ОСНОВЕ INP С ШИРИНОЙ ПОЛОСЫ 40 ГГц**

**MODELLING AND TECHNOLOGY OF INP BASED ELECTROOPTIC MACH-ZENDER
MODULATOR FOR 40 GHZ BANDWIDTH**

**И. С. Васильевский¹, А. А. Аврамчук¹, М. С. Бурдыкин¹, Р. В. Захарченко¹,
А. Н. Виниченко¹, А. А. Горелов¹, А. Р. Давлятшина¹, Ю. А. Тертышная¹,
Ю. Д. Сибирмовский¹, К. С. Гришаков¹, Н. И. Каргин¹, М. Н. Стриханов¹**

¹Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ», Москва, Россия

**I. S. Vasil'evskii¹, A. A. Avramchuk¹, M. S. Burdykin¹, R. V. Zakharchenko¹,
A. N. Vinichenko¹, A. A. Gorelov, A. R. Davlyatshina¹, Yu. A. Tertyshnaya¹,
Yu. D. Sibirmovsky¹, K. S. Grishakov¹, N. I. Kargin¹, M. N. Strikhanov¹**

¹National research nuclear University «MEPhI», Moscow. Russia

Аннотация. Обсуждаются особенности построения многомасштабной физической модели электрооптического модулятора Маха-Цендера на основе InP гетероструктур в качестве одного из наиболее важных интегральных элементов компонентной базы радиофотоники, применяемого для построения сверхширокополосных радиотехнических систем. Модель охватывает квантовое описание электрооптических свойств многоямных гетероструктур, моделирование волноведения света в активных и пассивных узлах модулятора и моделирование линий передачи СВЧ сигналов. Обсуждаются ключевые аспекты технологии НИЯУ МИФИ для создания модулятора и конструктивных особенностей, позволяющих расширить полосу модуляции. По результатам модельной оптимизации достигнута ширина полосы модуляции более 30 ГГц.

Ключевые слова: рефрактивный модулятор, InP, гетероструктура, электрооптический эффект, волновод, микроволновый индекс, многомасштабное моделирование, полоса, технология, радиофотоника.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение подходов радиофотоники позволяет проводить обработку информационных сигналов в оптической форме, обеспечивая преобразование широкополосного СВЧ сигнала на оптической несущей. Данные подходы позволяют обрабатывать сигналы с шириной полосы свыше 20 ГГц, повышая возможности радиотехнических систем [1]. Интегральная радиофотоника позволяет реализовать функции генерации, обработки и оцифровки сверхширокополосных сигналов с использованием компактной компонентной базы, в том числе для ряда специальных применений в связи и радиолокации [2-4]. Электрооптический модулятор является одним из ключевых компонент радиофотонного тракта в широкополосных

аналоговых или цифровых системах, реализующий функцию перевода информации в оптическую форму. Существуют два распространенных варианта модуляторов, обеспечивающих передачу широкополосных СВЧ сигналов на оптическую несущую в достаточно большом оптико-спектральном интервале (например, С оптический диапазон) - рефрактивный и электроабсорбционный (ЭАМ) модуляторы. Обзор современного состояния проблемы показывает, что оба данных типа успешно реализуются в коммерческих устройствах как дискретного исполнения, так и в составе фотонных интегральных схем. Однако для радиофотоники с аналоговыми сигналами предпочтительно использование рефрактивного модулятора вследствие меньшей зависимости параметра от длины волны излучения.

Разработка оптических модуляторов представляет собой междисциплинарную область, в которой решающее значение имеют как физика (в т.ч. квантовая), материаловедение, инженерное многоуровневое проектирование, технология изготовления чипа и его корпусирование.

Решающее значение играет основной активный материал или технологическая платформа. Среди наиболее важных промышленных технологий - ниобат лития (ЛН), АЗВ5 структуры на основе подложки фосфида индия (InP), кремний и кремний-германиевая технология (Si). Промышленную конкуренцию представляют собой ЛН и АЗВ5 (InP) технологии. Ниобат-литиевые приборы имеют более простую технологию изготовления, однако возможны только рефрактивные модуляторы Маха-Цендера (ММЦ) при более крупных габаритах (3-5 см). Кроме того, ЛН промышленная технология использует объемные кристаллы и не является интегральной. В отличие от ЛН АЗВ5 (InP) технология позволяет создать как ЭАМ, так и ММЦ модуляторы, является интегральной, поскольку позволяет объединение лазеров, фотодетекторов, пассивных волноводов с низкими потерями и других узлов на едином кристалле. В InP технологии наибольший габарит составляет порядка 4-5 мм для ММЦ и 100-200 мкм для ЭАМ.

Наиболее широкополосным модулятором ММЦ на АЗВ5 является разработка [5], в которой показана полоса модуляции до 80 ГГц. Существуют предпосылки для создания модулятора с полосой до 100 ГГц [6]. Однако в России промышленно освоен пока только модулятор на частоту до 15 ГГц (Производство АО «ПНППК», Пермь) на основе ниобата лития, который является достаточно громоздким (длина более 10 см).

В настоящей работе освещаются подходы к проектированию и изготовлению интегрального электрооптического модулятора Маха-Цендера (ЭОМ МЦ) на основе гетероструктур InGaAsP на подложке InP для оптического диапазона 1.5 мкм. В предшествующие годы в НИЯУ МИФИ удалось выполнить задельный НИР по разработке интегрального модулятора Маха-Цендера на основе InP структур с полосой модуляции 10.5 ГГц. Недостатком работы явилось использование копланарного СВЧ тракта без учета согласования микроволнового и оптического индексов. Для использования преимуществ радиофотоники в аналоговых широкополосных радиотехнических системах гражданского и специального назначения необходимо этапное расширение частотной полосы до 25, 50, 75 ГГц и далее до 100 ГГц.

II. РАЗРАБОТКА МНОГОМАСШТАБНОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА

Разработка многомасштабной модели ЭОМ МЦ на основе гетероструктур InGaAsP на подложке InP учитывала ряд подсистем: 1) свойства гетероструктурного материала, 2) расчет оптического волноведения, 3) расчет СВЧ сигнальной линии, многомасштабность подразумевала взаимосвязь между всеми подсистемами для достижения наилучшего результата по критерию ширины полосы модуляции. Разработана программа для квантового моделирования электронных и дырочных состояний в активной области модулятора, расчета оптических переходов зона-зона и экситонного вклада, расчета коэффициента поглощения и показателя преломления, с учетом приложенного к структуре электрического поля. Моделирование подсистем 2 и 3 выполнялось на основе CAD Lumerical компании Ansys. Модель позволила численно-аналитическую оптимизацию оптической, электрической и СВЧ подсистем, с учетом параметризации параметров топологии. Оптимизация проведена для топологии волноводов для выбора одномодового волновода, обеспечивающего высокий уровень оптического ограничения (рис. 1а); для копланарной линии СВЧ волновода с учетом проводимости слоев гетероструктуры и паразитных компонент погонного импеданса; для уточнения вклада в импеданс топологии линии бегущей волны с T-сегментированными электродами, обеспечивающей согласование микроволнового индекса с оптическим (рис.1б).

Электрофизическое моделирование слоевой структуры волновода позволяет проводить оптимизацию структуры за счет изменения слоевого состава, а также изменения профилей легирования, что в свою очередь оказывает влияние на вольт-амперную и вольт-фарадную характеристики. Были рассчитаны распределение электрического поля и зарядов в структуре активного плеча ЭОМ МЦ, его вольт-амперная и вольт-фарадная характеристики. Была сформирована библиотека материалов, которые содержат действительную и мнимую части показателя преломления, также включено влияние профиля распределения заряда на эти параметры согласно плазменной модели Друде. Результаты данного этапа работы позволят подобрать оптимальное напряжение работы ЭО модулятора. Связь электрофизической модели с оптической позволяет достичь компромисса основных электрооптических характеристик ЭОМ МЦ.

Электромагнитное моделирование в рамках параметризованной модели, основанной на результатах электрофизического и оптического моделирования структуры волновода, позволяет расширить допустимый диапазон рабочих частот за счет согласования фазовых скоростей СВЧ и оптического излучения, а также согласовании линии передач с 50 Ом СВЧ трактом при помощи итерационного подхода оптимизации, что в перспективе позволит достигнуть граничной частоты работы ЭОМ МЦ модулятора свыше 50 ГГц.

Уникальной методологией работы стал предложенный подход последовательных приближений для учета импеданса и других СВЧ характеристик ЭОМ МЦ сначала для копланарной линии, затем для ненагруженной и нагруженной сегментированных линий. Итерационный подход, применяемый для уточнения параметров топологии и структуры на каждом уровне, позволяет значительно сократить время маршевого счета, кроме того, выявлять наиболее критичные параметры оптимизации. Всего параметризации подверглись 12 тополо-

гических параметров и 8 материальных. Было установлено, что ключевыми параметрами для расширения полосы модуляции являются проводимость р-слоя, коэффициент заполнения длины активных электродов в сегментах линии бегущей волны, толщина металлизации СВЧ линии.

На основе модели рассчитаны геометрические размеры (топология) основных элементов модулятора, учитывающие материальные параметры входящих в состав схемы слоев. Проведенная на основе созданной модели глубокая оптимизация частотных параметров модулятора позволила расширить полосу модуляции до 32 ГГц (рис. 2).

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИИ И ТОПОЛОГИИ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА

На рис. 1 приведен общий вид модулятора, вид сверху и поперечное сечение TWE линии, а также расчетное пространственное распределение моды 1 порядка.

Структура работы заключалась в следующих блоках:

- 1) Создание и уточнение библиотеки материальных параметров, составляющих структуру слоев (концентрация, подвижность, проводимость, показатель преломления). Использовались как встроенные данные ПО Lumerical, так и взятые из экспериментальных работ.
- 2) Моделирование оптической подсистемы (задача оптического волноведения).
- 3) Моделирование СВЧ подсистемы (задача распространения и согласования СВЧ управляющего сигнала, в т.ч. фазировка с оптическим сигналом)
- 4) Параметризация секционированной линии с заданием ключевых параметров в виде варьируемых переменных и построение карты для анализа вариаций целевых параметров модулятора;
- 5) Учет нагрузки линии и согласования импеданса.

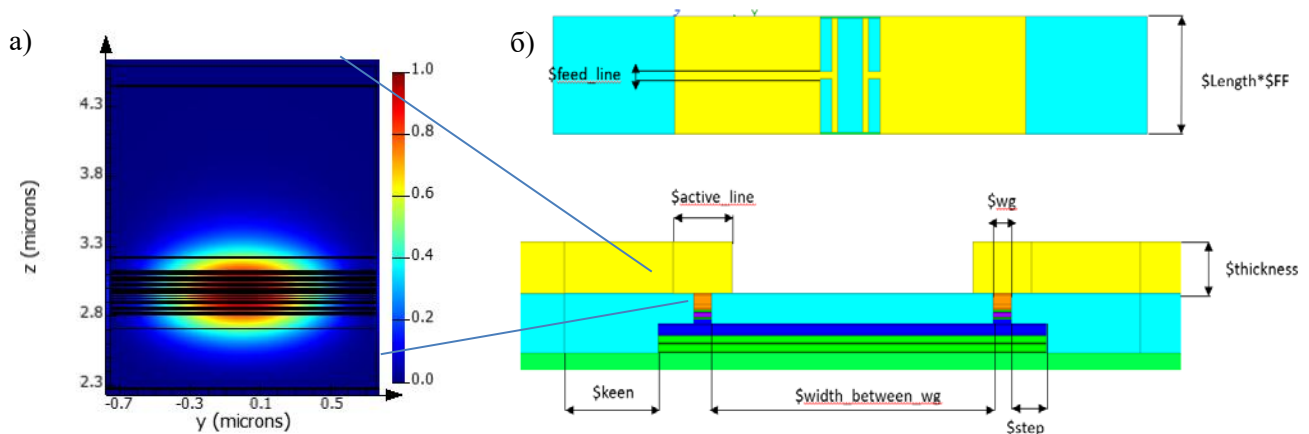


Рис. 1. Топологическая структура ЭОМ МЦ:
 а) пространственное распределение моды 1 порядка;
 б) вид сверху и поперечное сечение TWE линии

Одним из наиболее значимых факторов для расширения частотной полосы модуляции является широкополосное согласование микроволнового индекса с оптическим показателем

преломления. В качестве оптического показателя принимался усредненный показатель по слоям структуры, составляющим гребневый волновод. Частотные зависимости коэффициентов передачи $|S_{21}|$ для линии передачи модулятора приведены на рис. 2. Результаты расчета микроволнового индекса (показателя преломления) для СВЧ TWE линии передачи приведены на рис. 3.

На основе модели рассчитаны геометрические размеры (топология) основных элементов модулятора, учитывающие материальные параметры входящих в состав схемы слоев. Итерационный подход, применяемый для уточнения параметров топологии и структуры на каждом уровне, позволяет значительно сократить время маршевого счета, кроме того, выявлять наиболее критичные параметры оптимизации. Всего параметризации подверглись 12 топологических параметров и 8 материальных. Было установлено, что ключевыми параметрами для расширения полосы модуляции являются коэффициент заполнения длины активных электродов в сегментах линии бегущей волны, проводимость р-слоя, толщина металлизации СВЧ линии. Достигнута высокая равномерность частотной зависимости микроволнового индекса ЭОМ МЦ в пределах $\pm 3\%$ в широком интервале частот (3-30 ГГц). Применение физических параметров слоев материалов, входящих в модель, позволяет в дальнейшем провести верификацию модели и повысить ее точность.

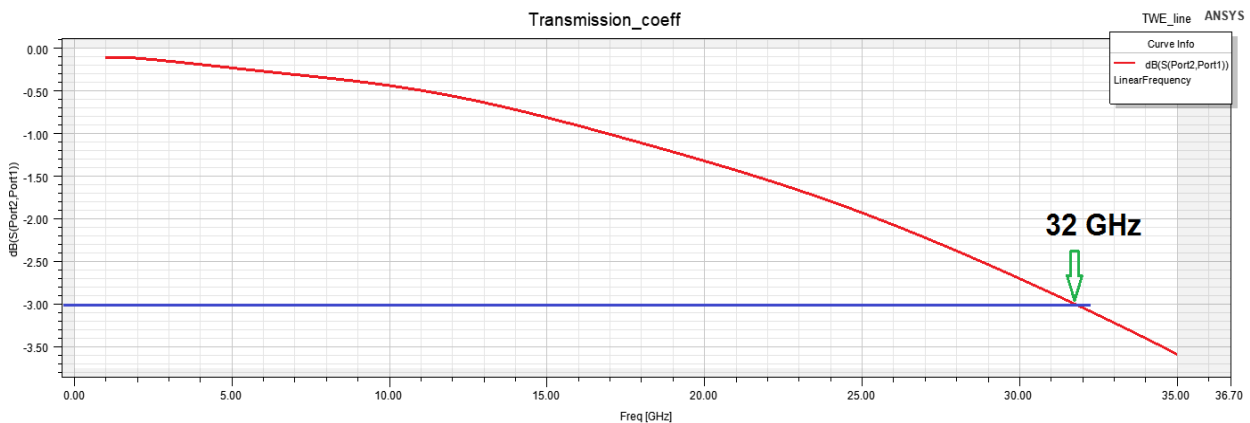


Рис. 2. Результат оптимизации дизайна для достижения полосы модуляции свыше 30 ГГц

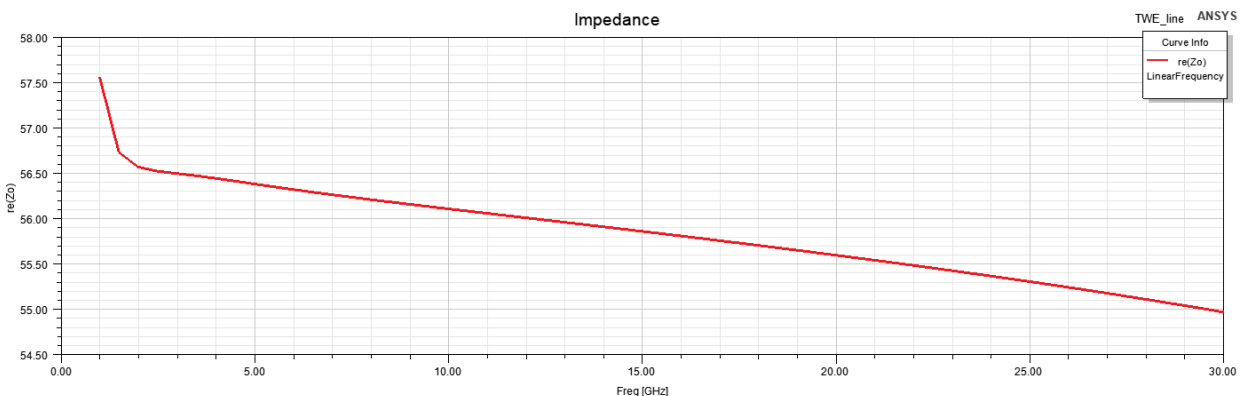


Рис. 3. Микроволновый показатель преломления TWE линии передач, состоящей из 15 секций

Полученные результаты при комплексном параметрическом моделировании позволят сократить количество итераций изготовления и прототипирования модулятора, расширить диапазон рабочих частот путем оптимизации параметров итоговой структуры на этапе электрофизического моделирования и топологии СВЧ линии.

IV. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА НА ПЛАТФОРМЕ INP

При создании электрооптических модуляторов Маха-Цендера на платформе InP существует ряд критических операций, определяющих соответствие полученных результатов модельному расчету: параметры эпитаксиальной структуры, качество литографии, плазмохимическое высокоаспектное травление слоев с высоким содержанием индия, планаризация диэлектриком. В слоевой конструкции p-i-n гетероструктуры использовались тройные и четверные соединения на основе InAlGaAs в составе мультитяжной области, а также InP и InGaAsP в волноведущих слоях. Высокое качество эпитаксиальных слоев $\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$ и $\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{Ga}_1\text{As}$ возможно при отклонении от изоморфного состава $x=0.521$ и $y=0.530$ не более чем на +3% и -2%. Для ключевых слоев контролировались состав и длина волны фотолюминесценции по образцам-спутникам.

Оптические потери связаны как с энергией запрещенной зоны в МКЯ области, легированием приконтактных областей, так и с неоднородностями волноводных структур. Коэффициент экстинкции связан с точностью деления интенсивности в плечах интерферометра Маха-Цендера. Для формирования точной топологии использовалась электронно-лучевая нанолитография на установке Crestec CABL 9500 с энергией пучка 50 кВ при токе 1 нА. Бесстыковый режим литографии реализован с наложением и смещением полей литографии при помощи подготовки адаптированной топологии в софте BEAMER, после реализации этих мер удалось достичь гладкой топологии волноводов и узлов модулятора и других элементов интегральной фотоники.

Одной из ключевых технологических операций остается плазмохимическое травление полупроводниковых элементов с вертикальным профилем низкой шероховатостью поверхности. Высокое содержание InAs в полупроводниковых слоях обуславливает проблему удаления продуктов реакции, хлорид индия является трудно летучим компонентом. Существуют две распространенные технологии травления - в $\text{H}_2\text{-CH}_4$ смесях и смесях на основе $\text{Cl}_2\text{-Ar}$ $\text{Cl}_2\text{-N}_2$. Выбрана технология травления InP –соединений с газовыми смесями на основе хлора и подогревом пластины. Возрастание скоростей травления в комбинации низкого давления и высоких мощностей приводило к значительному увеличению шероховатости как дна, так и простенок волновода. Был разработан специальный подход для снижения шероховатости поверхности и близкой к вертикальной геометрии профиля травления за счет манипуляций с мощностью и временем травления. В результате удалось достичь высокой гладкости стенок волновода и близкому к вертикальному профилю травления (рис. 4).

Для планаризации поверхности был выбран бензоциклобутен (BCB), пригодный для создания верхнеуровневой плоскости для гребней высотой от 2 до 5 мкм. Пример планариза-

ции структуры со сформированными волноводными элементами приведен на рис. 4, на этапе удаления избыточной высоты ВСВ. Лучшим результатом стала шероховатость поверхности не более 12 нм, однородная пленка по пластине. Тест на адгезию верхнеуровневой металлизации Ti/Au показал отсутствие деламинации металлизированных линий шириной от 1 мкм до 100 мкм от поверхности ВСВ вплоть до наступления деформации металлизации при скретч-тесте.

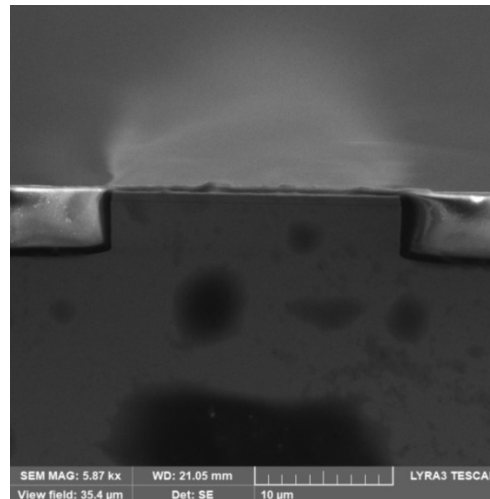


Рис. 4. РЭМ изображение поперечного сечения пассивного волноводного элемента (разветвителя) с планаризацией области травления бензоциклобутеном

Комплекс проведенной адаптации технологических операций позволяет создавать как модулятор Маха-Цендера, так и другие пассивные и активные элементы схем на основе InP структур с учетом необходимого изменения их слоевой конструкции. Отдельным существенным вопросом остается формирование узлов ввода-вывода излучения для получения малых входных потерь при стыковке с оптоволоком, данная проблема требует отдельной конструкторской и технологической проработки.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Параметрический анализ 1 стадии оптимизации включал определение искомым характеристик от расстояния между линиями и от ширины самих линий передач при фиксированной частоте, в нашем случае - 25 ГГц. На 2-й стадии оптимизации учтены влияние проводящих слоев полупроводниковой структуры на значения ключевых параметров ненагруженной линии передач. Расчет коэффициента передачи показал, что внедрение в зазор между линиями передачи дополнительных проводящих слоев привело к значительному увеличению потерь в сравнении с предыдущим случаем. С учетом паразитного влияния емкости ненагруженного участка было выбрано компромиссное значение расстояния между краем мезоструктуры n-типа и краем микрополосковой линии $S_{keen}=10$ мкм. На 3-й стадии оптимизации ненагруженной линии передач учтены поправки от р-легированных слоев и МКЯ структуры, которая заменялась однородной средой с эффективными показателями. Контролирова-

лось постоянство микроволнового коэффициента преломления в широком диапазоне частот от 1 ГГц до 40 ГГц.

После первичной оптимизации в модель включен учет нагрузки линий в виде диодных структур волновода. По результатам оптимизации определены значения коэффициента заполнения Т-образного сегмента линии бегущей волны: длина сегмента 220 мкм и числом секций от 14 до 17. В итоге удалось достичь по уровню -3 дБ ширины полосы модуляции не менее 32 ГГц. С учетом того факта, что мощность отклика при регистрации сигнала пропорциональна квадрату тока фотодетектора при оценке полосы следует также рассматривать отсечку по уровню передачи -6 дБ. В этом случае оценка для оптимальной расчетной конфигурации дает ширину полосы ~ 60 ГГц.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализована многомасштабная численно-аналитическая модель интегрального электрооптического модулятора Маха-Цендера с учетом взаимодействия электрической, оптической и СВЧ подсистем, обеспечившая путем итерационной оптимизации проектирование топологии модулятора в геометрии сегментированных электродов бегущей волны с шириной полосы модуляции более 30 ГГц. Развита методология позволяет при последующей верификации параметров модели применить ее для дальнейшего расширения полосы модуляции. Кроме того, созданный задел по моделированию оптической, электрической и СВЧ подсистем может быть применен для разработки радиофотонных интегральных схем с более сложным функционалом, содержащих интегральные узлы фотодетектора, полупроводникового оптического усилителя, фазовращателя. Разработан технологический процесс на основе InP/InAlAs/InAlGaAs/InGaAsP/InP гетероструктур на подложках InP для создания модулятора. Созданный задел позволит изготовить модулятор с расширенной до 40 ГГц полосой модуляции.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках подпроекта «Исследования и разработки в области интегральной радиофотоники» проекта СП4 «Радиофотоника и квантовая сенсорика» НИЯУ МИФИ, поддержанного по программе Минобрнауки РФ «Приоритет-2030».

Научный руководитель Стриханов М.Н., НИЯУ МИФИ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kampany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nature Photonics. 2007. Vol. 1. P. 319.
2. Reptin F., le Helleye P. Microwave Photonics solutions for military systems // International Topical Meeting on Microwave Photonics. 2006. Number 9376952. DOI: 10.1109/MWP.2006.346540.
3. A. Bogoni. ISAR Imaging of Non-Cooperative Targets via Dual Band Photonics-Based Radar System // Optics Express. 2016. Vol. 29. Issue 9. P. 13887.

4. X. Luo, A. Wang, J. Wo, Y. Wang, J. Fu, Y. Zhu, J. Zhang, W. Cong, R. Liu, H. Yang, and L. Yu. Microwave photonic video imaging radar with widely tunable bandwidth for monitoring diverse airspace targets // Opt. Commun. 2019. Vol. 451. P. 296.

5. Y. Ogiso et al. 80-GHz Bandwidth and 1.5-V $V\pi$ InP-Based IQ Modulator // J. of Light-wave Technology. 2020. Vol. 38. № 2.

6. Meighan A., Yao Y., Wale M.J., Williams K.A. Design of 100 GHz-class Mach-Zehnder modulators in a generic indium phosphide platform // IEEE Photonics conference. 2020. IPC 2020 - Proceedings. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/IPC47351.2020.9252410>.

УДК 621.375.9

РАЗРАБОТКА ОТЕЧЕСТВЕННОГО ТЕХПРОЦЕССА 0.15 МКМ PHEMT ДЛЯ МИС СВЧ МШУ

DEVELOPMENT OF NATIVE 0.15 UM PHEMT TECHNOLOGY FLOW FOR LNA MMIC

**И. С. Васильевский¹, А. А. Аврамчук¹, М. С. Бурдыкин¹, Р. В. Захарченко¹,
А. Н. Виниченко¹, А. А. Горелов¹, А. Р. Давлятшина¹, М. М. Калошин¹,
Я. Б. Литун¹, Ю. А. Тертышная¹, С. А. Шостаченко¹, Н. И. Каргин¹, И. М. Добуш²,
А. С. Сальников², А. А. Попов²**

¹*Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ», Москва, Россия*

²*ООО «50ohm Технолоджиз», Томск, Россия*

**I. S. Vasil'evskii¹, A. A. Avramchuk¹, M. S. Burdykin¹, R. V. Zakharchenko¹,
A. N. Vinichenko¹, A. A. Gorelov, A. R. Davlyatshina¹, M. M. Kaloshin¹, Y. B. Litun¹,
Yu. A. Tertyshnaya¹, S. A. Shostachenko¹, N. I. Kargin¹, I. M. Dobush²,
A. S. Salnikov², A. A. Popov²**

¹*National research nuclear University «MEPhI», Moscow, Russia*

²*50ohm Technologies LLC, Tomsk, Russia*

Аннотация. Описывается опыт разработки полностью отечественного технологического процесса на основе PHEMT технологии с длиной затвора 150 нм для создания СВЧ монолитных интегральных схем малошумящих усилителей (МИС МШУ), проведенный в НИЯУ МИФИ по заказу АО "ПКК МИЛАНДР". В технологии применены PHEMT гетероструктуры AlGaAs/InGaAs/GaAs, процессинг включает жидкостное травление мезы, вплавные омические контакты, электронно-лучевой Т-образный затвор, 2 слоя металлизации и 2 слоя диэлектрика, тонкопленочные резисторы TaN, объединение истоков транзисторов через воздушные мосты и металлизацию сквозных отверстий в утоненной до 100 мкм подложке GaAs. По результатам измерений построена библиотека элементов, позволяющая создавать МИС МШУ в диапазоне частот до 40 ГГц.

Ключевые слова: малошумящий усилитель, PHEMT, GaAs, технология, СВЧ измерения, библиотека элементов.

I. ВВЕДЕНИЕ

Переход к интегральной технологии в СВЧ компонентной базе необходим для повышения функциональности, компактности и надежности схем, а также позволяет улучшить частотные и шумовые параметры за счет минимизации паразитных составляющих цепи в монолитных интегральных схемах (МИС). Однако задача создания СВЧ МИС увеличивает требования к точности и воспроизводимости технологического процесса и одновременно к устойчивости схемотехнического решения к вариации номиналов элементов, входящих в цепь МИС. Задача развития отечественной технологии МИС СВЧ полного цикла (от изготовления гетероструктуры до разделения на чипы) стала особенно актуальной в свете санкционных ограничений, затрагивающих чувствительные области техники с двойным назначением, среди которых СВЧ широкополосные радиотехнические системы играют немаловажную роль. Сквозная разработка должна обеспечивать все этапы от проектирования, изготовления гетероструктур как основного функционального материала МИС, проведение планарного процессирования по лицевой и обратной стороне пластины, тестирования и разделения на чипы. В 2019 году данная задача была поставлена перед Центром радиофотоники и СВЧ технологий НИЯУ МИФИ со стороны АО «ПКК МИЛАНДР» для создания задела в области СВЧ МИС. Разработка велась по фэблесс-принципу, при этом НИЯУ МИФИ выступал в качестве фаба, а создание моделей и проектирование СВЧ МИС МШУ выполняла компания «50 ом Технолоджиз».

II. РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ РНЕМТ С ДЛИНОЙ ЗАТВОРА 150 НМ

Предметом разработки стал технологический процесс изготовления МИС МШУ на диапазон частот 8.5-12 ГГц с коэффициентом усиления не менее 20 дБ и коэффициентом шума не более 1.8 дБ и напряжением питания 5 В. Для реализации данной задачи применяется обычно РНЕМТ технология и 2 ÷ 3 каскадный усилитель. В ходе работы решались следующие задачи: выбор конструкции и состава слоев гетероструктур, особенностей слоев металлизации, резистивных слоев и диэлектриков для обеспечения работоспособности МИС в диапазоне частот 8.5--12 ГГц. Проводилась адаптация и настройка технологического процесса, адаптация матрицы библиотечных элементов, комплекта рабочих фотошаблонов (ФС). Затем проводилось изготовление гетероструктур, планарное процессирование для изготовления матриц библиотечных элементов по РНЕМТ технологии на подложках GaAs и их последующее измерение для построения моделей.

Разработка базировалась на опыте НИЯУ МИФИ в проектировании РНЕМТ гетероструктур и изготовлении малозумящих транзисторов с Т-образным субмикронным затвором. В частности, РНЕМТ гетероструктуры с односторонним легированием были достаточно подробно исследованы ранее для получения высоких параметров электронного транспорта при различной толщине барьерного слоя AlGaAs [1-3]. В структурах получены значения концентрации электронов в канале $1.7 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ и подвижности электронов $6900 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ при комнатной температуре и $22800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ при температуре 77 К.

Топологический проект содержал 20 слоев, включая 3 слоя топологии для электронной литографии. Большое внимание уделялось тестам технологического контроля (PCM) для анализа параметров всех слоев и функциональных активных и пассивных элементов, формируемых на пластине, для чего были разработаны специальные топологии и тестовые элементы.

Разработанный технологический процесс состоит из 11 блоков и включает 126 операций, из них 39 контрольных, выполнялся на пластинах GaAs толщиной 2 и 3 дюйма. Краткий состав техпроцесса: 1) формирование меза-изоляции и меза-резисторов; 2) формирование омических контактов; 3) формирование T-образных затворов; 4) формирование пассивации-1 нитрида кремния методом PECVD; 5) формирование тонкопленочных резисторов TaN; 6) формирование металлизации - уровня; 7) формирование пассивации-2 нитрида кремния методом PECVD (конденсаторный диэлектрик); 8) формирование металлизации 2-го уровня и воздушных мостов; 9) утонение пластины; 10) формирование сквозных отверстий методом реактивного ионного травления в плазме BCl_3+Cl_2 и металлизации обратной стороны; 11) разделение пластины на кристаллы методом дисковой резки. Предварительные результаты по техпроцессу докладывались ранее в [3].

Затвор формировался методом электронно-лучевой нанолитографии по системе 3-слойных резистов PMMA/PMGI/PMMA с использованием автоматической процедуры совмещения по металлическим меткам. Рецесс выполнялся методом жидкостного селективного травления с жестким контролем температуры и pH травителя. Затвор имел грибообразную форму с длиной основания 150 нм и шириной линии шляпы 800 нм. Металлизация 1-го и 2-го уровней имела толщину 1 мкм и 2 мкм соответственно и выполнялась методом термического осаждения с введением слоя диффузионного барьера.

В качестве резистивных слоев был выбран меза-резистор, основанный на полоске РНЕМТ гетероструктуры с удельным сопротивлением $175 \pm 6\%$ Ом/кв. и тонкопленочный резистор TaN, формируемый методом реактивного магнетронного осаждения, с удельным сопротивлением $50 \pm 5\%$ Ом/кв. Омические контакты стока и истока демонстрировали удельное сопротивление 0.2 Ом·мм. Конденсаторный диэлектрик SiN_x демонстрировал напряжение пробоя более 20 В при удельной емкости 250 пФ/мм².

В части финишных операций разделения пластины на кристаллы были отработаны технология защиты элементов микромеханики и поверхности пластины, операция разделения утоненных кристаллов методом дисковой резки с шириной дорожки реза 80 мкм, операции отклейки и отмывки порезанных кристаллов от органических загрязнений и частиц, возникающих при резе. Получена неоднородность края реза в среднем – 2.8 мкм, и не более 6 мкм.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ БИБЛИОТЕКИ ЭЛЕМЕНТОВ

На рис. 1 приведен общий вид пластины, тестовый транзистор и вид модуля библиотечных элементов. Основным усилительным транзистором выбрана конфигурация секционированного 4x50 мкм транзистора, также были изготовлены и измерены конфигурации секционированных транзисторов 2x100 мкм, 6x50 мкм и 8x 25 мкм.

На основе измерений активных и пассивных элементов была построена модель библиотеки элементов, а также разработан комплект PDK (process design kit), содержащий правила проектирования. Описание подходов и результаты построения библиотеки элементов приведено детально в работе [5].

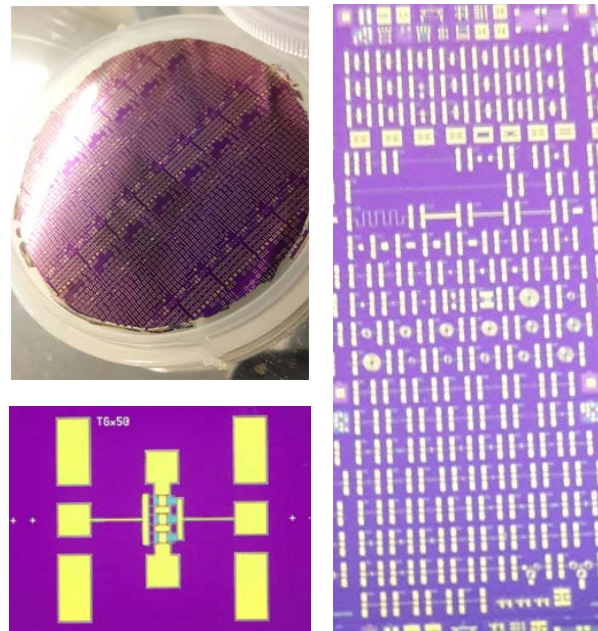


Рис. 1. Общий вид пластины, матрицы библиотечных элементов и конструкция тестового транзистора

Транзистор имел типичную ВАХ с насыщением тока стока при напряжениях стока выше 0.5 В, наблюдается область небольшого кинк-эффекта при напряжениях стока ниже 1.5 В (рис. 2). СВЧ измерения, несмотря на это, не показали деградации коэффициента усиления в этой области напряжений стока. Пробивное напряжение по стоку составляет более 7 В.

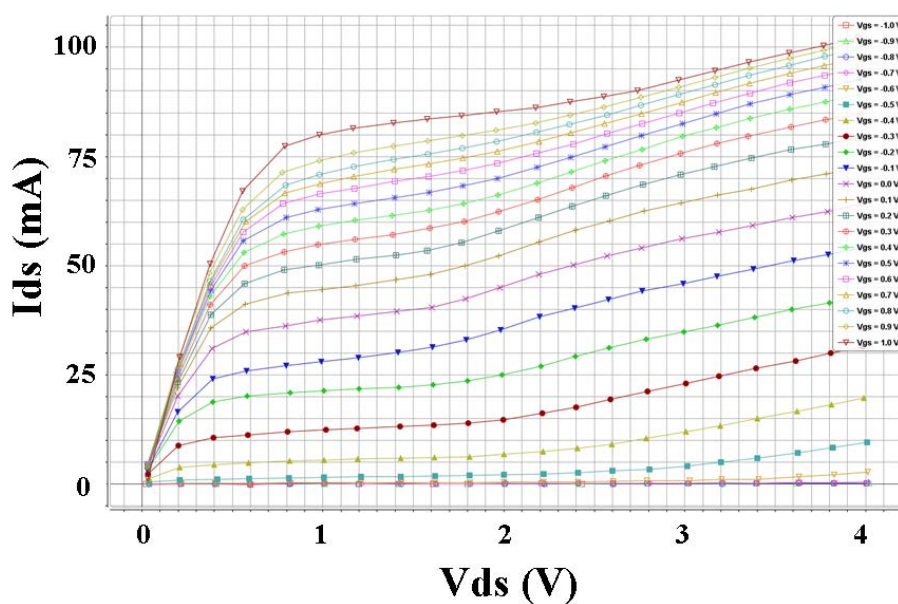


Рис. 2. Выходная вольтамперная характеристика библиотечного транзистора 4x50 мкм

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ РНЕМТ ТРАНЗИСТОРА 4x50 мкм

Параметры транзистора	Значения
Расстояние исток-сток	2.5 ± 0.1 мкм
Длина затвора	0.15 ± 0.03 мкм
Ширина шляпы затвора	800 ± 50 нм
Ток насыщения начальный I_{ds0}	275 ± 25 мА/мм
Напряжение отсечки	-0.65 В
Крутизна	450 ± 50 мС/мм
Максимальный ток I_{dsmax}	400 ± 20 мА/мм
Напряжение пробоя по стоку	> 7 В
Напряжение пробоя по затвору	> - 6 В
Максимальная частота генерации f_{max}	120 ГГц
Минимальный коэффициент шума (12 ГГц)	1.3 дБ

Частотные зависимости коэффициентов усиления G_{max} и $|S_{21}|$ для библиотечного транзистора приведены на рисунке совместно с данными по библиотечному транзистору фабрики Win Semiconductors (Тайвань), выполненному на схожем техпроцессе 0.15 мкм РНЕМТ. Результаты измерений приведены на рис. 3 и 4.

Коэффициент шума (NF50) транзистора 4x50 мкм измерен в стандартном тракте 50 Ом в полосе частот 5-12 ГГц при токах стока от 10 мА до 20 мА ($U_{DS} = 2.5 \div 3.5$ В), в этих рабочих точках значение NF50 не превышает 2 дБ. Ожидается, что значение минимального коэффициента шума (NFmin) в данных режимах работы не превышает 1.4 дБ.

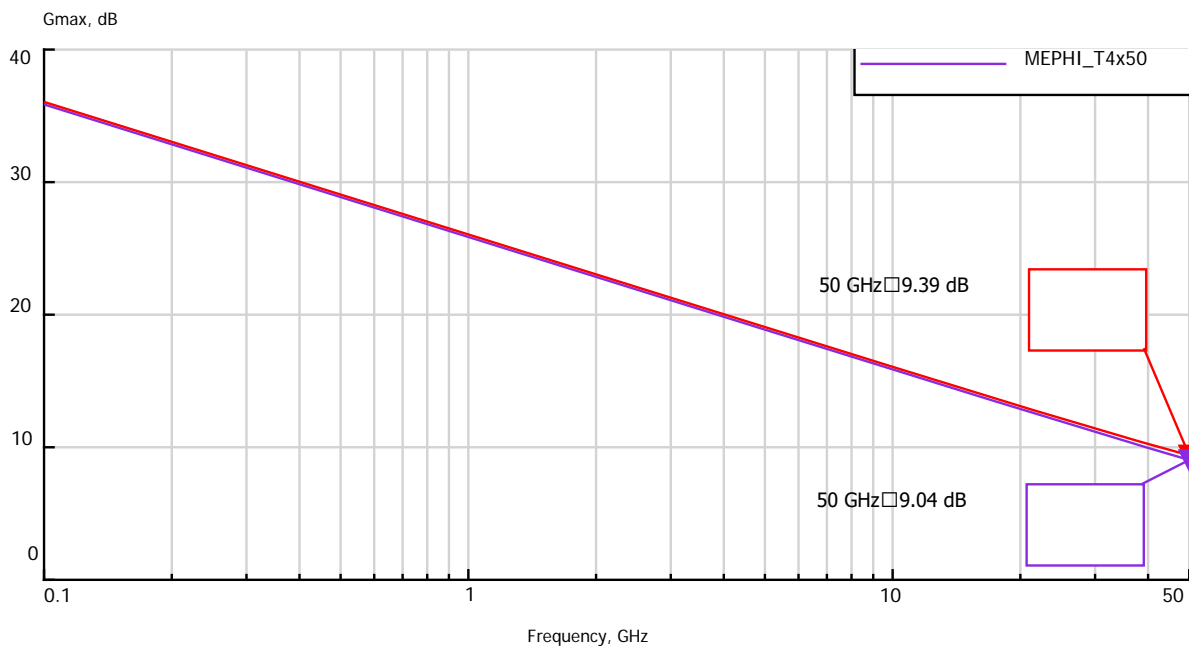


Рис. 3. Частотная зависимость максимального коэффициента усиления G_{max} – сравнение результатов для транзистора техпроцесса МИФИ и библиотечного транзистора WIN Semiconductors

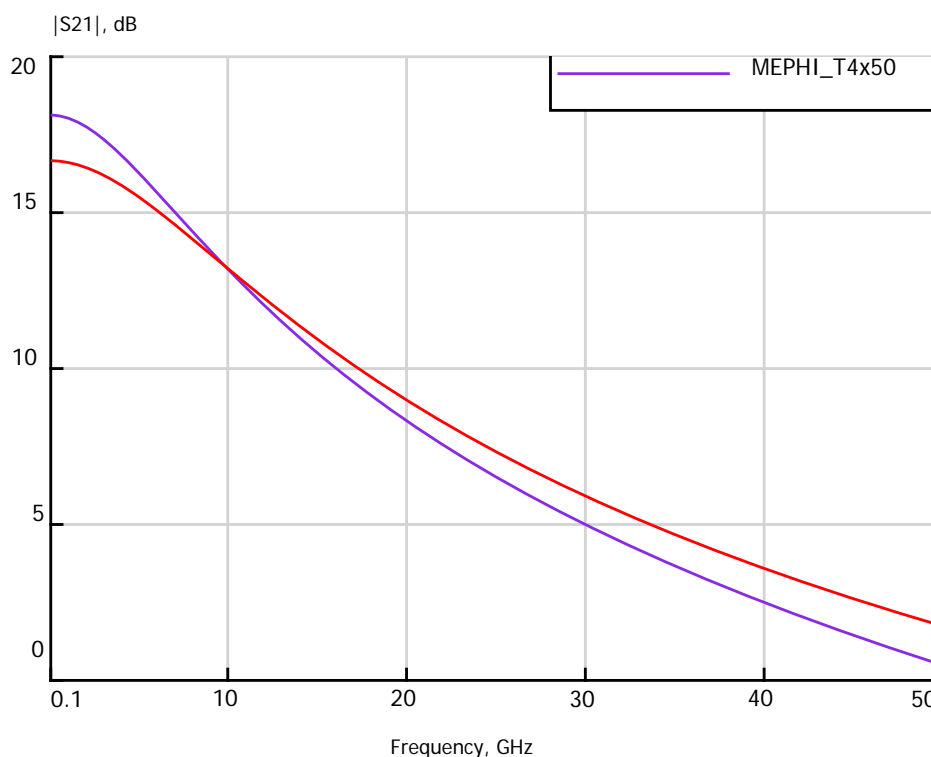


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента усиления $|S_{21}|$ для транзистора техпроцесса МИФИ и WIN

Таким образом, усилительные свойства разработанного транзистора близки к аналогичному библиотечному транзистору WIN Semiconductors. Исследование усиления базового транзистора T4x50 на большом сигнале показало выходную мощность 13 дБм при 1 дБ компрессии коэффициента усиления на частоте 12 ГГц.

IV. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИС МШУ

На основе созданной библиотеки элементов проведено проектирование тестовых МИС МШУ: одно-, двух- и трехкаскадного. Трехкаскадный МШУ позволяет достичь коэффициента усиления ($|S_{21}|$) 26 дБ в X-диапазоне, при коэффициенте шума (NF) не более 1.7 дБ. Результаты моделирования основных характеристик трехкаскадного МШУ приведены в табл. 2 и на рис. 5. В табл. 2 приведены – полоса усиления Δf , коэффициент усиления $|S_{21}|$, коэффициент шума в полосе NF, выходная мощность в 1 дБ компрессии усиления $P_{\text{вых.1дБ}}$, напряжение и ток питания $U_{\text{пит.}}$ и $I_{\text{пот.}}$, напряжение смещения $U_{\text{см.}}$, площадь кристалла S.

Увеличение числа каскадов в двух- и трехкаскадном исполнении МШУ позволяет значительно снизить коэффициент шума, а также улучшить равномерность коэффициента усиления и снизить отражение по входу и выходу МШУ. Из табл. 2 видно, что разработанный проект трехкаскадного МИС МШУ по параметрам не уступает известным отечественным и зарубежным микросхемам. В частности, коэффициент усиления соразмерен с МШУ MP531 (Микран) и превышает показатель AP505V (AVK Design Team), при этом разработанный МШУ имеет достаточно конкурентную выходную мощность.

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ МИС МШУ X-ДИАПАЗОНА

МШУ (компания)	Δf , ГГц	$ S_{21} $, дБ	NF, дБ	$P_{\text{вых.}}$, дБм	$U_{\text{пит.}}$, В / $I_{\text{пот.}}$, мА	$U_{\text{см.}}$, В	S, мм ²	Технология
В данной работе (моделирование)	8-13	26	1.7	13	5 / 85	нет	1.25×2.25	150 нм GaAs pHEMT
QPA2609D (Qorvo)	7-14	26.5	1.2	17	3.5 / 120	-0.46	1×2.4	90 нм GaAs pHEMT
CMD309 (Qorvo)	5-12	28	1.5	12	4 / 45	нет	1.35×2.3	GaAs
VRFA0026-BD (Viper-RF)	7-11	22	1.3	11.5	3 / 80	нет	1×1.5	GaAs
HMC564 (Analog Devices)	7-13.5	17	1.8	12	3 / 51	нет	0.98×1.96	GaAs pHEMT
XL5017-BD (Macom)	7-13	20	1.5	10	5 / 60	нет	1.1×1.6	150 нм GaAs pHEMT
AP505V (AVK Design Team)	8-12	23.5	1.6	13.5	5 / 75	нет	1.2×1.9	150 нм GaAs pHEMT
MP531 (Микран)	8-12	26	2.2	11	5 / 45	нет	1.5×2.5	250 нм GaAs pHEMT

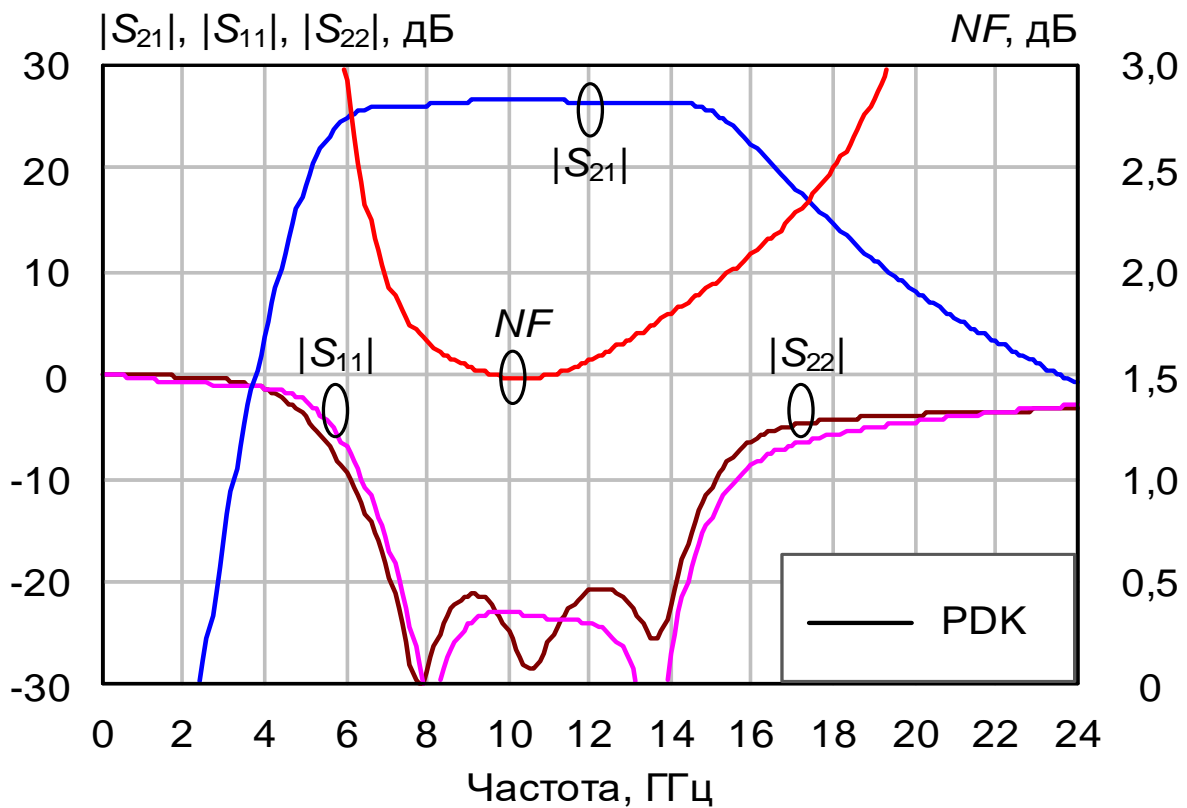


Рис. 5. Частотные зависимости S-параметров и коэффициента шума (NF) для трехкаскадной МИС МШУ

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В табл. 2 приведены характеристики существующих аналогов МИС МШУ X-диапазона. Как видно, разработанный трехкаскадный МШУ по комплексу характеристик соответствует уровню лучших зарубежных и отечественных образцов.

В ходе выполнения работы были оценены сроки прохождения пластин по маршруту, которые составили до 5 недель при изготовлении единичных пластин МИС и в среднем 10-12 недель при прохождении партии объемом не более 12 пластин.

Проведенная работа показала успешную реализацию подхода фэблесс-проектирования и возможности реализации СВЧ МИС МШУ с использованием отечественного технологического процесса. Исходя из частотных свойств базового транзистора, технологический процесс может быть успешно применен для проектирования и изготовления МИС МШУ в диапазоне до 40-50 ГГц.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан полностью отечественный технологический процесс на основе РНЕМТ AlGaAs/InGaAs/GaAs гетероструктур с Т-образным электронно-литографическим затвором длиной 150 нм и толщиной утоненной пластины 100 мкм. Процесс содержит 2 слоя диэлектрика SiN_x, 2 уровня металлизации, формирование планарных конденсаторов и индуктивностей, меза- и тонкопленочных TaN резисторов, объединение истоков через воздушные мосты и металлизацию сквозных отверстий. На основании измерений библиотечных элементов построены модели элементов и PDK для проектирования. Разработаны МИС одно-, двух- и трехкаскадных МШУ X-диапазона, не уступающие по параметрам зарубежным и отечественным аналогам. Технологический процесс может быть использован для разработки маломощных и малошумящих МИС в диапазоне до 40 ГГц.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках договора с АО «ПКК МИЛАНДР», Зеленоград (НИР "Разработка монолитной интегральной схемы СВЧ малошумящего усилителя РНЕМТ X диапазона частот" №401/0572 от 20 мая 2019 г).

Научный руководитель Каргин Николай Иванович, НИЯУ МИФИ.

Авторы выражают благодарность Кондратенко А.В. (AVK Design Team).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сафонов Д.А., Виниченко А.Н., Каргин Н.И., Васильевский И.С. Особенности ионизации доноров кремния и рассеяние электронов в псевдоморфных квантовых ямах AlGaAs/InGaAs/GaAs при сильном одностороннем δ-легировании // Письма в журнал технической физики. 2018. т. 44. № 4. С. 34-41.

2. Хабибуллин Р.А., Васильевский И.С., Галиев Г.Б., Е.А. Климов Е.А., Пономарев Д.С., Гладков В.П., Кульбачинский В.А., Клочков А.Н., Юзеева Н.А. Влияние встроенного электрического поля на оптические и электрофизические свойства Р-НЕМТ наногетероструктур AlGaAs/InGaAs/GaAs // Физика и техника полупроводников. 2011. Т. 45. №5. С. 666-671.

3. Safonov D.A., Klochkov A.N., Vinichenko A.N., Sibirmovsky Y.D., Kargin N.I., Vasil'evskii I.S. Electron effective masses, nonparabolicity and scattering times in one side delta-doped PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs quantum wells at high electron density limit // *Physica E: Low-Dimensional Systems and Nanostructures*. 2021. Vol. 133, P. 114787.

4. Васильевский И.С., Аврамчук А.А., Антонова Н.В., Бурдыкин М.С., Захарченко Р.В., Виниченко А.Н., Горелов А.А., Давлятшина А.Р., Калошин М.М., Литун Я.Б., Порохонько Ю.А., Шостаченко С.А., Каргин Н.И., Стриханов М.Н., Добуш И.М., Зыков Д.Д. Разработка базового технологического процесса PHEMT 0.15 мкм и библиотеки элементов для создания СВЧ МИС МШУ // В сборнике: Мокеровские чтения. 11-я Международная научно-практическая конференция по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электроники. Москва, 2020. С. 23-24.

5. I.M. Dobush, I.S. Vasil'evskii, D.D. Zykov, D.S. Bragin, A.S. Salnikov, A. A. Popov, A.A. Gorelov, N.I. Kargin. Development of a 0.15 μm GaAs PHEMT process design kit for low noise applications // *Electronics*. 2021. Vol. 10, № 22, P. 2775.

УДК 621.372.41

ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАЛОГАБРИТНЫХ СВЧ ПАВ-РЕЗОНАТОРОВ

MANUFACTURING TECHNOLOGY OF MINIATURE MICROWAVE SAW RESONATORS

И. В. Веремеев^{1,2}, О. И. Павлова¹, Ю. С. Зонова¹

¹АО «ОНИИП», Омск, Российская Федерация

²Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники)

I. V. Veremeev^{1,2}, O. I. Pavlova¹, J. S. Zonova¹

¹JSC «ONIIP», Omsk, Russian Federation

²Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics)

Аннотация. Возрастающая потребность в малогабаритных СВЧ ПАВ-генераторах и устойчивая тенденция к импортозамещению актуализирует задачи по повышению рабочих частот и улучшению электрических параметров ПАВ-резонаторов отечественного производства. Минимальный размер элементов топологии ПАВ-резонаторов в диапазоне частот 1,0-1,8 ГГц составляет 0,45-1,0 мкм и реализовать его стандартными методами контактной УФ-фотолитографии непросто. Приведены результаты исследований и модернизации технологий, обеспечивающих возможность изготовления на стандартном оборудовании контактной фотолитографии топологических структур с техпроцессом 0,5-1,0 мкм для ПАВ-резонаторов в диапазоне частот 1,0-1,8 ГГц.

Ключевые слова: СВЧ, ПАВ, STW, резонатор, контактная фотолитография.

I. ВВЕДЕНИЕ

Освоение СВЧ диапазона радиочастот для передачи голосовых и цифровых данных требует наличия в системах радиосвязи опорных генераторов с высокой стабильностью частоты, низким уровнем спектральной плотности мощности фазовых шумов, имеющих небольшие габаритные размеры и совместимость с технологией поверхностного монтажа и монтажа методом групповой пайки.

Одним из главных преимуществ применения в генераторах именно резонаторов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) является возможность реализации высоких резонансных частот на основной гармонике. Генераторы на основе ПАВ-резонаторов в диапазоне частот до 3,6 ГГц имеют низкие шумы и малую потребляемую мощность по сравнению с традиционными кварцевыми генераторами на объемных волнах с умножением частот. Применение таких генераторов на ПАВ в приемниках позволяет улучшить их чувствительность и помехозащищенность за счет возможности обуздать полосу приема.

Другие преимущества применения ПАВ-резонаторов: высокая температурная стабильность за счет использования в качестве материала акустического звукопровода различных срезов кварца или танталата лития, а также относительная простота конструкции, в которой нет подвижных частей, что обеспечивает высокую прочность к механическим воздействиям при малых габаритах. Совокупность перечисленных преимуществ ПАВ-резонаторов позволяет создавать высокочастотные низкошумящие малогабаритные генераторы на их основе в диапазоне частот до 3,6 ГГц, которые успешно нашли применение в таких областях как высокоточные системы навигации и наведения вооружений, в СВЧ испытательной и измерительной аппаратуре, системах связи, беспроводных дистанционных датчиках, АЦП, Ethernet, оптических сетях.

ПАВ-резонатор (рис. 1) для таких генераторов выполняется по одноходовой схеме, когда встречно-штыревой преобразователь ВШП, возбуждающий ПАВ в пьезоподложке, располагается между двумя отражательными решетками (ОР) с закороченными электродами, задача которых максимально локализовать акустическую волну в области ВШП. В ПАВ-резонаторах период ВШП d связан с рабочей частотой устройства f и скоростью распространения волны в выбранном материале пьезоподложки U : $d = \lambda = U/f$. При использовании в качестве пьезоподложки стандартного $YX/33^\circ$ -среза кварца ($U = 3300$ м/с) для изготовления ПАВ-резонатора на частоты 1,0-1,8 ГГц минимальные размеры топологии составляют 0,8-0,3 мкм.

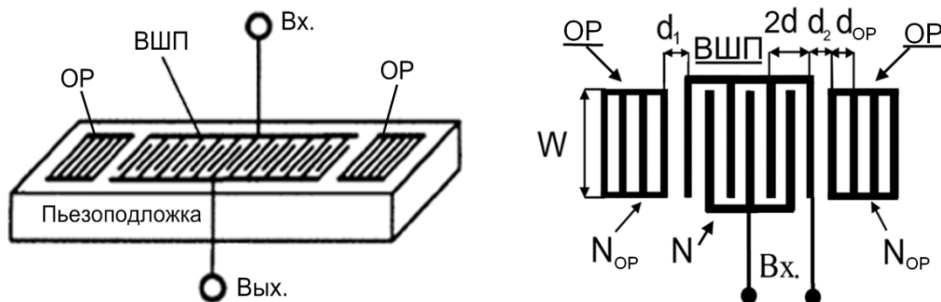


Рис. 1. Схематичное изображение одноходового ПАВ-резонатора

Наиболее широко используемый метод для изготовления ПАВ-устройств в диапазоне до 1,0 ГГц – контактная фотолитография, при котором фотошаблон помещается непосредственно на поверхность фоторезиста. Вакуумный контакт позволяет получить минимальную топологическую норму, возможную при контактном экспонировании, равную удвоенной длине волны источника излучения. Для ультрафиолетового излучения (УФ) с длиной волны 320–440 нм с учетом дифракции света рекомендуемая топологическая норма для стандартного процесса составляет $\geq 0,8$ мкм.

Среди других методов литографии для реализации топологической нормы 0,4-1,0 мкм наиболее эффективными являются проекционная фотолитография (степпер) для крупносерийного производства, а для мелкосерийного – безмасочная прямая фотолитография генератором изображений с последующим взрывным снятием фоторезиста или плазмохимическим травлением. Однако, и степпер, и генератор изображений являются дорогостоящим оборудованием и их приобретение не всегда экономически целесообразно.

В данной работе исследуется возможность изготовления топологий ПАВ-резонаторов с размерами элементов до 0,4-1,0 мкм на стандартном оборудовании для контактной фотолитографии. В рамках реализации поставленной задачи определены основные направления исследований:

1. Выбор материала пьезоподложки и расчёт оптимальных параметров топологии ПАВ-резонаторов.
2. Выбор оптимальных технологических материалов фотолитографии.
3. Технология прямой контактной фотолитографии с жидкостным травлением.
4. Технология обратной контактной фотолитографии.

II. ВЫБОР ПЬЕЗОМАТЕРИАЛА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТОПОЛОГИИ ПАВ-РЕЗОНАТОРА

Существуют два пути увеличения рабочих частот в ПАВ-устройствах. Первый подход предполагает поиск новых нестандартных материалов пьезоподложки и типов распространяющихся в них акустических волн, скорость распространения которых значительно выше стандартных значений скорости распространения ПАВ Релея и вытекающих ПАВ. Более распространённой практикой является применение широко используемых коммерчески доступных материалов пьезоподложек и уменьшение периода ВШП топологии устройства пропорционально увеличению частоты.

Наибольшее применение в ПАВ-резонаторах получили ST-срез, YX/33°-срез и YX/36°-срез кварца, обладая превосходной температурной стабильностью ($TKЧ = -0,03 \cdot 10^{-6} 1/^\circ C^2$) и коэффициентом электромеханической связи ($k^2 = 0 \dots 0,2\%$), подходящим для реализации ПАВ-резонаторов и узкополосных резонаторных ПАВ-фильтров. При этом низкая скорость распространения волны $U = 3100-3300$ м/с ограничивает рабочую частоту подобных устройств 0,8 ГГц.

В пьезоподложках кварца также возбуждаются поверхностные поперечные волны (Surface Transverse Waves – STW) при наличии на поверхности пьезоэлектрика металлизиро-

ванной решётки электродов, удерживающих энергию у поверхности со скоростью порядка 5000 м/с [1].

Используя методы моделирования на основе Р-матриц смешанных параметров [2] рассчитаны оптимальные параметры топологии STW-резонаторов на частоты 1000 МГц, 1532 МГц и 1680 МГц (табл. 1) с высокой добротностью и уменьшенными размерами на $YX/36^\circ+90^\circ$ срезе кварца. Расчетные характеристики реальной и мнимой части входной проводимости резонатора на частоте 1680 МГц показывают добротность 5000 при сопротивлении на резонансной частоте 15 Ом. Оптимизированное число электродов и соотношение между периодами ВШП и ОР позволяет при сохранении высокой добротности уменьшить размеры топологии кристалла для последующего монтажа в малогабаритные SMD-корпуса 3x3x1,5 мм.

Таблица 1

ПАРАМЕТРЫ ТОПОЛОГИИ STW-РЕЗОНАТОРОВ

Наименование параметра	Значение		
	1000	1532	1680
Центральная частота f_0 , МГц	1000	1532	1680
Число электродов в ОР, N_{OP}	220	380	380
Число пар электродов в ВШП, N	100	100	100
Апертура, W^*	80λ	80λ	80λ
Период ВШП $2d$, мкм	4,92	3,24	2,96
Ширина электрода, мкм	0,74-1,23	0,48-0,81	0,45-0,74
Соотношение между периодами электродов в ВШП и ОР, d/d_{OP}	0,997	0,997	0,997
Расстояние между ВШП и ОР, $d_1=d_2$	d_{OP}	d_{OP}	d_{OP}

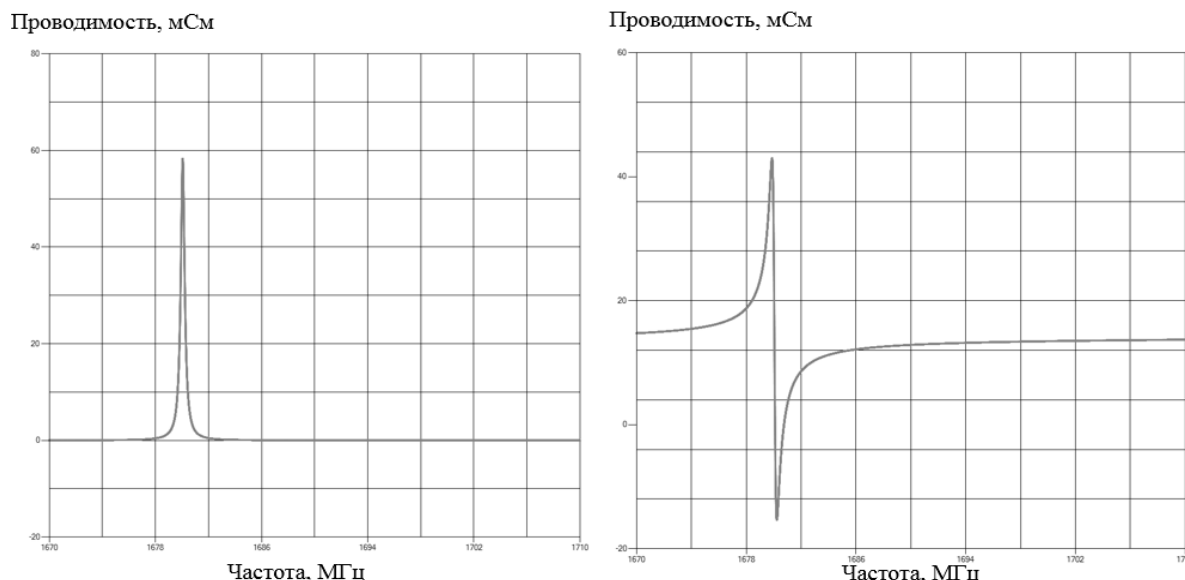


Рис. 2. Реальная и мнимая часть входной проводимости STW-резонатора на частоту 1680 МГц

Сохраняя все преимущества использования кварца в качестве пьезоподложки, значительно более высокая скорость распространения волны $YX/36^\circ+90^\circ$ среза делает его наибо-

лее подходящим для изготовления ПАВ-резонаторов в диапазоне частот до 1,8 ГГц [1,3]. Ширина электродов и зазоров ВШП в диапазоне частот 0,5-1,0 ГГц составляет 2,4-1,2 мкм, что позволяет изготавливать STW-резонаторы методами контактной фотолитографии. В диапазоне частот 1,0-1,8 ГГц размеры минимальных элементов STW-резонаторов составляют 1,2-0,45 мкм, что в 1,5 раза больше, чем у срезов кварца с возбуждением ПАВ Релея, но такие размеры все еще сложно реализовать методами контактной фотолитографии.

III. ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СВЧ ПАВ-РЕЗОНАТОРОВ

Стандартное технологическое оборудование для изготовления топологии ПАВ-устройств с топологической нормой $>1,0$ мкм включает установки магнетронного вакуумного нанесения тонких металлических пленок, установки контактного УФ-экспонирования для формирования фоторезистивной маски и шкафы для химических процессов жидкостного травления металлов и последующего снятия фоторезиста. Для реализации топологической нормы 0,4-1,0 мкм на стандартном оборудовании выбраны два метода: прямая фотолитография с жидкостным травлением и обратная (взрывная) фотолитография.

1. Выбор фоторезиста

Фоторезист является ключевым технологическим материалом для фотолитографии, от свойств которого в многом зависит качество и размер минимального элемента топологии. Фоторезисты применяются для формирования заданного рельефа (маски) на поверхности пленки и ее защиты от воздействия травителей.

Основные требования к фоторезисту:

- универсальность для прямой и обратной фотолитографии;
- высокая разрешающая способность (0,35-0,5 мкм);
- высокая контрастность (для формирования прямоугольного профиля);
- спектральная чувствительность (350-450 нм).

Такие фоторезисты как Megaposit SPR 955-СМ-0,7, AZ 701 MiR, Microposit S1805 и его российский аналог ФП-3506 удовлетворяют приведённым требованиям и могут использоваться для изготовления топологий с размерами 0,4-1,0 мкм методами прямой и обратной контактной фотолитографии.

2. Модернизированный метод прямой контактной фотолитографии

Главным преимуществом прямой фотолитографии (рис. 3) является возможность формировать топологии групповым методом при относительно малом количестве операций технологического процесса, что увеличивает процент выхода годных изделий и снижает себестоимость их изготовления. Недостатком прямой фотолитографии является значительный уход размеров при жидкостном травлении (до 100% от толщины металлизации) и непрямоугольный профиль электродов, что ухудшает отражающую способность ОР и добротность резонатора.

При формировании фоторезистивной маски с размерами, близкими к длине волны источника излучения (320–440 нм), возникающие оптические эффекты приводят к неравномерной интенсивности засвечивания фоторезиста и неровному шероховатому профилю резистивной маски. Изменение профиля и размеров маски соответственно влияет на размеры и профиль электродов при последующем травлении. Введение дополнительной операции

«Сушка после экспонирования (postbake)» позволяет существенно снизить негативное влияние этого эффекта. Термическая обработка облученного УФ резистного слоя уменьшает шероховатость и увеличивает прямоугольность профиля фоторезистивной маски и увеличивает контрастность резиста при проявлении. Кроме того, правильно выбранный режим обработки позволяет "залечивать" дефекты масок за счет релаксации механических напряжений, возникающих вследствие структурных перестроек резистных слоев во время их экспонирования.

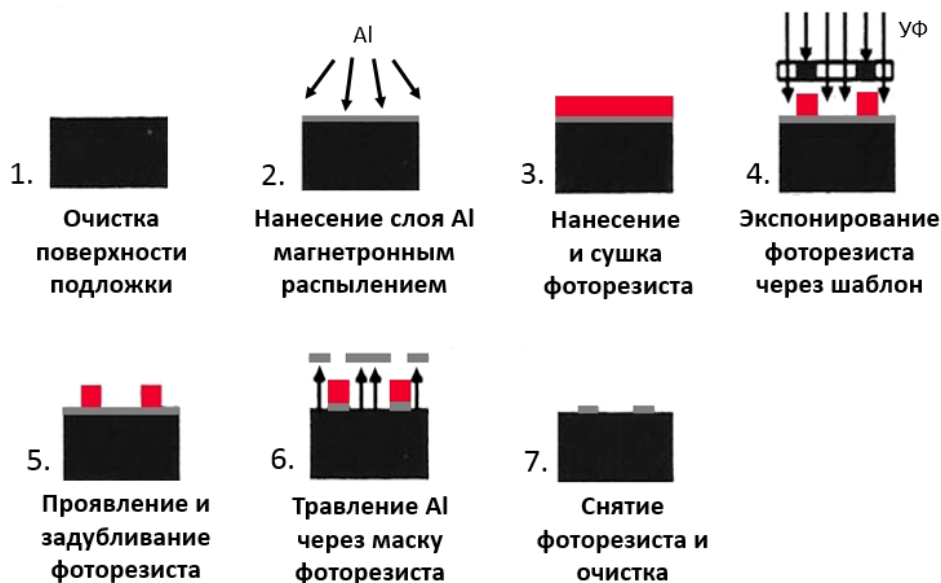


Рис. 3. Стандартный метод прямой фотолитографии

Важным фактором, который влияет на уход размеров топологии при жидкостном травлении, является состав и концентрация травителей. С ростом рабочей частоты ПАВ-устройств помимо изменения ширины электродов пропорционально уменьшается и толщина металлизации. В этом случае подбор оптимальной сниженной концентрации химических реагентов значительно улучшает управляемость процессом жидкостного травления и уменьшает уход размеров топологии.

Внешний вид топологии и измеренная характеристика реальной части входной проводимости ПАВ-резонатора на 1532 МГц на $YX/36^\circ+90^\circ$ срезе кварца, изготовленного модернизированным методом прямой фотолитографии, показан на рис. 4. Коэффициент металлизации резонатора составил 0,3-0,4 (75-95% от размеров на фотошаблоне) при толщине металлизации 0,1 мкм, размер минимальных элементов-электродов ВШП 0,66 мкм

Модернизация процесса прямой фотолитографии с жидкостным травлением позволила реализовать топологические структуры с техпроцессом 0,5-1,0 мкм, превышая стандартные возможности оборудования (0,8 мкм) и минимизировав уход размеров топологии до 30% от толщины металлизации. Технология может использоваться для разработки STW-резонаторов на частоты 1,0-1,8 ГГц и ПАВ-фильтров на частоты 1,0-1,6 ГГц.

Несмотря на хорошее качество полученных топологий при относительной простоте техпроцесса характерный для жидкостного травления скругленный профиль сформированных электродов приводит к частичному ухудшению электрических параметров ПАВ-

резонатора. Кроме того, метод неэффективен для относительно толстых пленок металлизации ($h/2d \geq 5\%$) при размере элементов $\leq 1,0$ мкм.

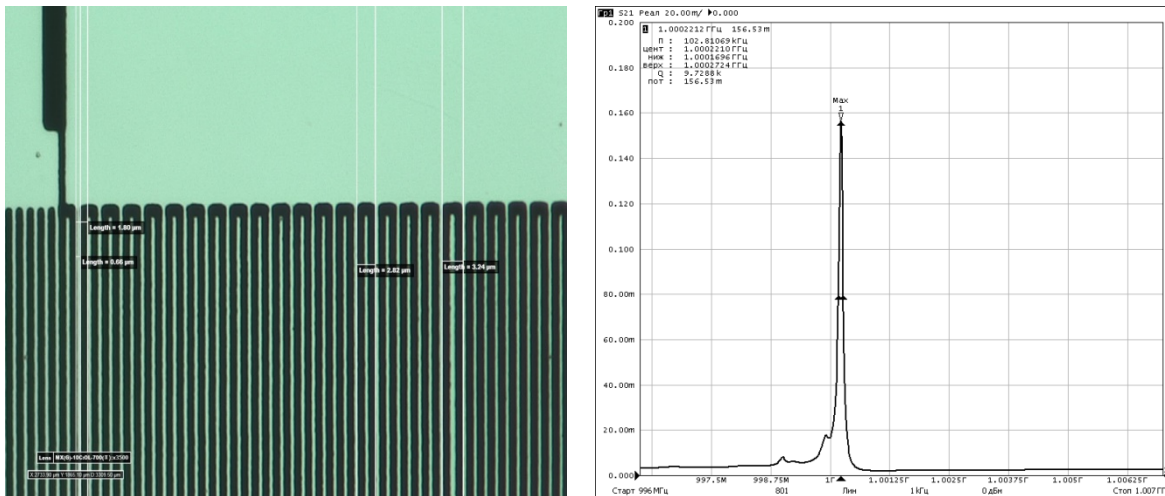


Рис. 4. Внешний вид топологии и реальная часть входной проводимости ПАВ-резонатора на 1532 МГц, изготовленного методом прямой фотолитографии

1. Модернизированный метод обратной фотолитографии

При обратной фотолитографии уход размеров элементов топологии составляет менее 50% от толщины металлизации, а высокая прямоугольность сформированных электродов положительно влияет на качество изделий. Стандартный процесс формирования топологии методом обратной (взрывной) фотолитографии приведен на рис. 5. Важным требованием для обратной литографии является обеспечение анизотропности нанесения металлических пленок, например, используя установки электронно-лучевого испарения. Однако существует возможность использования обратной фотолитографии при изотропном магнетронном напылении за счет использования вспомогательных слоев. Технологический процесс при этом становится значительно сложнее, чем при прямой фотолитографии, что компенсируется лучшими параметрами изделий.

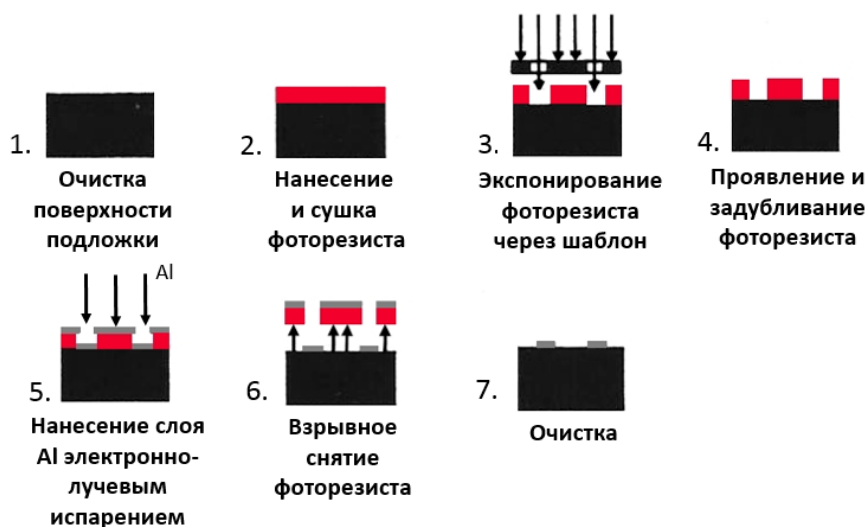


Рис. 5. Стандартный метод обратной фотолитографии

Рассмотрим подробнее основные особенности процесса обратной фотолитографии:

1. Адгезия. Фоторезист наносится на поверхность пьезоподложки, поэтому для сохранения высокой адгезии на этапах формирования фоторезистивной маски необходима тщательная очистка и подготовка поверхности подложки. Для некоторых материалов подложки необходимо использовать дополнительные усилители (активаторы) адгезии.

2. Эффект отражений от поверхности подложки при экспонировании. В связи с тем, что фоторезистивная маска формируется на пьезоподложке, на условия проведения операции УФ-экспонирования значительно влияют оптические свойства подложки. Стандартный метод обратной фотолитографии обычно используется в полупроводниковой технике для работы с кремниевыми или арсенид-галлиевыми непрозрачными подложками. В случае экспонирования резиста монохроматическим излучением и когда топологическая норма приближается к длине волны, возникает эффект отражения света от верхней грани пьезоподложки. При использовании его с оптическим прозрачным кварцем на стадии экспонирования рисунка возникают многократные переотражения света от обеих граней пьезоподложки, что приводит к переэкспонированию и отрыву всей фоторезистивной маски от подложки при проявлении. Эффект наблюдается на кварце даже при использовании УФ-ламп с излучением в диапазоне 350-450 нм.

Для борьбы с данным эффектом используется антиотражающее покрытие — покрытие, наносимое под плёнку фоторезиста (BARC — bottom antireflective coating), либо поверх неё (TARC — top antireflective coating). Данное покрытие снижает отражение света, что позволяет бороться с негативными эффектами, вызванными стоячими волнами либо интерференцией в тонких плёнках.

Проблемы с адгезией и переотражением в кварце также может решить предварительное напыление тонкого слоя металлизации, обладающего хорошими адгезионными свойствами, например, ванадия или титана. При этом после взрывного снятия потребуется дополнительная финальная операция селективного удаления вспомогательного слоя.

3. В отличие от прямой фотолитографии при обратном процессе напыление металлизации происходит на уже сформированную объемную структуру фоторезистивной маски. Критичным на данном этапе является анизотропность процесса нанесения металла. С помощью процедуры взрывного снятия фоторезиста только тогда достигаются воспроизводимые структуры, когда предотвращается покрытие боковых стенок резиста, что практически невозможно обеспечить в процессах изотропного напыления.

Нанесение пленок при электронно-лучевом испарении является направленным, что приводит к тому, что даже боковые стенки резиста с положительным углом наклона профиля покрываются лишь в незначительной степени, а боковые стенки профилей с отрицательным углом вообще не покрываются. В результате чистое взрывное снятие возможно даже с более толстыми пленками.

Процесс магнетронного распыления материала является более или менее изотропным, что приводит к тому, что на боковые стенки профилей с отрицательным углом также наносится покрытие. Реагент, в котором происходит взрывное снятие, может растворять структуры резиста только в том случае, если ей удастся диффундировать через покрытые боковые

стенки резиста, что ограничивает толщину нанесённых слоев максимумом в 0,1 мкм для единичных структур, и не подходит для формирования периодических структур из-за высокой дефектности от неполного взрывного снятия.

В данной работе исследован метод обратной фотолитографии с использованием композитной структуры фоторезист-металл (рис. 6) для создания маски с отрицательным углом наклона ступенчатого профиля. Использование жертвенного слоя металлизации в данном случае выполняет три ключевых задачи: обеспечивает высокую адгезию фоторезиста, устраняет эффект многократных отражений света в подложке кварце и является основой для формирования ступеньки. В качестве материала жертвенного слоя рассматривались два металла: титан и ванадий. Оба материала демонстрируют высокую адгезию и для каждого из них существуют селективные травители, не агрессивные к рабочему слою алюминия. Выбор ванадия в качестве адгезионного и жертвенного слоев обеспечивает унификацию и уменьшение количества операций.

Процесс формирования ступеньки начинался с нанесения магнетронным распылением на подготовленную подложку жертвенного слоя ванадия. Оптимальная толщина жертвенного слоя ванадия в несколько раз больше, чем у рабочего слоя алюминия. Производится межоперационная очистка поверхности ванадия и центрифугированием наносится фоторезист. После проведения стандартных операций по формированию фоторезистивной маски через нее производится жидкостное травление жертвенного слоя ванадия.

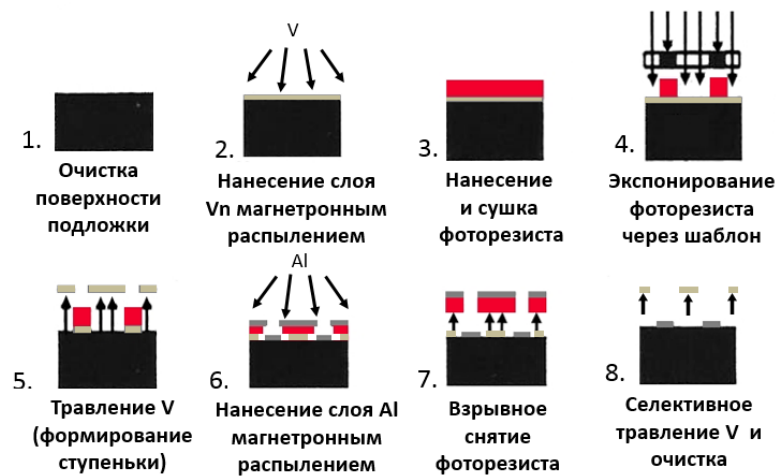


Рис. 6. Метод обратной фотолитографии с использованием жертвенного слоя

Для борьбы с одиночными перемычками после напыления адгезионного подслоя ванадия и рабочего слоя алюминия сформированная структура очищается химическим травлением в специально подобранном составе. Это позволяет эффективно устранить перемычки с толщиной до 1/3 от толщины рабочего слоя и осуществить последующее 100% взрывное снятие. Уход толщины металлизации рабочего слоя (до 1/3h) при травлении легко компенсируется напылением изначально большей толщины рабочего слоя с учетом ухода.

На финальном этапе осуществляется жидкостное селективное травление остатков жертвенного слоя ванадия, которые формировали ступеньки под фоторезистивной маской,

до полного удаления. После чего производится тщательная очистка подложки в деионизованной воде.

Внешний вид топологии и характеристика ПАВ-резонатора на 1680 МГц показан на рис. 6. Коэффициент металлизации составил 0,48 (100% от шаблона), размер минимальных элементов – электродов ВШП 0,74 мкм. Технология обеспечивает высокий уровень бездефектности, форма профиля электродов близка к прямоугольной.

Разработка процесса гибридной обратной фотолитографии с жертвенным слоем металлизации позволила реализовать топологические структуры с техпроцессом 0,5-1,0 мкм без ухода размеров топологии при использовании изотропного магнетронного нанесения пленок. Технология может использоваться для разработки высококачественных ПАВ-резонаторов на частоты 1,0-1,8 ГГц и ПАВ-фильтров на частоты 1,0-1,6 ГГц.

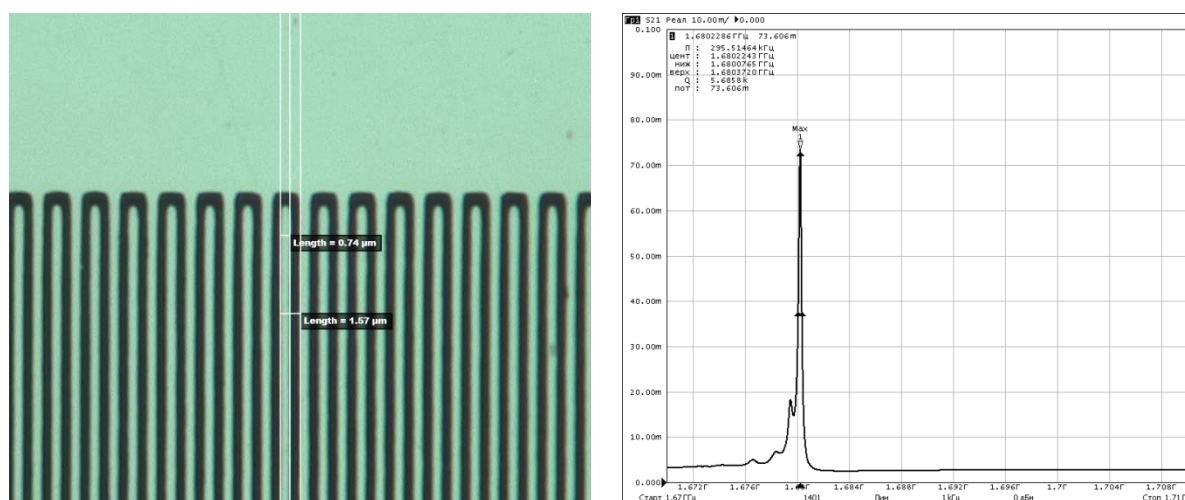


Рис. 7. Внешний вид топологии и реальная часть входной проводимости ПАВ-резонатора на 1680 МГц, изготовленного методом обратной фотолитографии

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования и разработанные технологии прямой и обратной фотолитографии обеспечивают возможность изготовления на оборудовании контактной вакуумной фотолитографии топологических структур с размером минимальных элементов 0,5-1,0 мкм СВЧ ПАВ-резонаторов в диапазоне частот 1,0-1,8 ГГц. Изготовленные по разработанным технологиям макетные образцы СВЧ ПАВ-резонаторов 1532 и 1680 МГц обладают высокими конкурентоспособными параметрами ($Q=5600-9700$).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Nishikawa T., Tani A., Shirai K., Takeuchi C. SH-Type Surface Acoustic Waves on Rotated Y-cut Quartz // Proc. IEEE Freq. Control Symposium. 1980. P. 286–291.
2. Веремеев И.В., Доберштейн С.А., Разгоняев В.К. Моделирование ПАВ-резонаторов и лестничных ПАВ-фильтров методом Р-матриц // Техника Радиосвязи. 2018. Вып.3. С. 61-71.
3. Thorwaldsson T. GHz Range STW Resonators and Narrow Band Filters/ T. Thorwaldsson [et al.] // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1994. P. 99-102.

**ВЛИЯНИЕ УГЛА МЕСТА ПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОЛОКАЦИОННОГО
ИЗЛУЧЕНИЯ НА ПЕЛЕНГАЦИОННЫЕ ПОКАЗАНИЯ ОДНОКООРДИНАТНЫХ
ПЕЛЕНГАТОРОВ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО ТИПОВ**

**THE INFLUENCE OF THE ANGLE OF THE POSITION OF THE RADAR SOURCE
ON THE DIRECTION FINDING READINGS OF SINGLE-COORDINATE DIRECTION FINDERS
OF AMPLITUDE AND PHASE TYPES**

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

²JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Показан геометрический расчёт влияния угла места визирования источника излучения на пеленгационные (азимутальные) показания однокоординатных пеленгаторов амплитудного и фазового типов.

Ключевые слова: азимут, пеленг, угол места, амплитудный пеленгатор, фазовый пеленгатор.

I. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] рассмотрено влияние высоты летательного аппарата (ЛА) на точность местоопределения наземного источника радиолокационного излучения (ИРИ), в том числе представлены результаты расхождения угловых показаний однокоординатного фазового пеленгатора (ФП) при работе по ИРИ с углом места его визирования до 30°. Настоящая работа обобщает результаты [1] и дополнительно представляет характеристики подобного геометрического расчёта двух частных моделей пеленгаторов – фазового и амплитудного (АП) типа.

II. ОПИСАНИЕ ЗАДАЧИ

Рассматривается построение функционирования однокоординатных пеленгаторов двух типов: фазового и амплитудного с размещением в условной системе координат. Условно выбранная рабочая плоскость пеленгования в обоих случаях азимутальная. Диапазон пеленгуемых углов от минус 45° до +45° относительно нормали антенной решётки (АР) пеленгатора. Дополнительных ограничений, влияний диаграмм направленностей (ДН) антенн пеленгаторов на приём излучения пеленгаторами не вводится.

В этой же системе координат моделируется размещение точки ИРИ под различными ориентационными углами (азимут, угол места) относительно рассматриваемых пеленгаторов (плоскостей пеленгования) и выполняется построение вектора принимаемого ими излучения (на ИРИ). Диапазон анализируемых углов места – до 30° относительно азимутальной плоскости.

Согласно принятой модели определения пеленга различными типами пеленгаторов находятся их пеленгационные показания ИРИ в обозначенных выше угловых пределах возможного местоположения. Выполняется сравнение таких показаний от «эталонного» (когда положения ИРИ находятся строго в плоскости пеленгования – при нулевом угле месте). Обобщены полученные результаты, приведены их аппроксимирующие характеристики для годного применения в прикладных задачах.

III. ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ, РАСЧЁТА

Примем в работу трёхмерную правую декартову систему координат $Oxyz$, в начале которой (т. O) будем размещать анализируемый пеленгатор так, чтобы ось Ox являлась нормалью антенной решётки (для ФП), а плоскость Oxz была рабочей для пеленгаторов (азимутальной). Задающий вектор направленности АР ФП в такой системе будет выглядеть как

$$\vec{A}_{\text{ФП}} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix}_{\text{АР}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (1)$$

По аналогии оси ДН антенн АП во введённой системе $Oxyz$ будем описывать как

$$\vec{A}_{\text{АП}}^{\text{Л}} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) \\ 0 \\ -\sin(\gamma) \end{pmatrix}, \quad \vec{A}_{\text{АП}}^{\text{П}} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) \\ 0 \\ \sin(\gamma) \end{pmatrix}, \quad (2-3)$$

где верхний индекс «Л» у вектора относит выражение к левой антенне АР АП, а «П» – к правой; $\gamma = 45^\circ$ – угол разворота осей ДН антенн АП относительно нормали АР (оси Ox).

При этом двойной угол γ ($2\gamma = 90^\circ$) – это угол разворота осей ДН антенн АП между собой, в секторе которого планируется определять пеленг ИРИ.

Координаты ИРИ (вектор направленности на ИРИ от начала системы координат) согласно [2] задаются как

$$\vec{T}(\alpha, \beta) = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \\ \sin(\beta) \\ \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где α – азимутальный угол ИРИ в плоскости Oxz , отсчитываемый от оси Ox (где $\alpha > 0$ при $z > 0$ ИРИ);

β – угол места ИРИ, отсчитываемый от азимутальной плоскости Oxz (где $\beta > 0$ при $u > 0$ ИРИ).

Обращаю внимание, что описанные выражениями (1-4) вектора имеют длины, строго равные 1. Поэтому согласно [3] значение угла направляющего косинуса ИРИ относительно АР ФП можно найти как

$$\chi(\alpha, \beta) = \arccos(\vec{A}_{\text{ФП}}^T \cdot \vec{T}(\alpha, \beta)), \quad (5)$$

где выражение в скобках – скалярное умножение векторов, а верхний индекс «Т» у первого вектора означает матричную операцию транспонирования.

Нахождение «измеренного» пеленга ИРИ ФП в принятой угловой системе отсчёта (подобно α) выполняется следующим образом:

$$\rho_{\text{ФП}}(\alpha, \beta) = 90^\circ - \chi(\alpha, \beta) \quad (6)$$

Подобно (5) находятся угловые отклонения между вектором ИРИ и осями ДН антенн АП:

$$\chi_{\text{Л}}(\alpha, \beta) = \arccos[(\vec{A}_{\text{АП}}^{\text{Л}})^T \cdot \vec{T}(\alpha, \beta)], \quad \chi_{\text{П}}(\alpha, \beta) = \arccos[(\vec{A}_{\text{АП}}^{\text{П}})^T \cdot \vec{T}(\alpha, \beta)]. \quad (7-8)$$

Имитацию работы АП и нахождение «измеренного» им пеленга ИРИ предлагается находить из пропорциональности угловых отклонений пары $(\chi_{\text{Л}}, \chi_{\text{П}})$. После несложных преобразований получим следующее выражение:

$$\rho_{\text{АП}}(\alpha, \beta) = \frac{\gamma \cdot \chi_{\text{Л}}(\alpha, \beta) - \gamma \cdot \chi_{\text{П}}(\alpha, \beta)}{\chi_{\text{Л}}(\alpha, \beta) + \chi_{\text{П}}(\alpha, \beta)}, \quad (9)$$

□

Конечное угловое расхождение рассматриваемых в настоящей работе результатов находим как

$$\delta(\alpha, \beta) = \rho(\alpha, \beta) - \rho(\alpha, \beta \equiv 0^\circ), \quad (10)$$

где вычитаемое представляет собой «эталонный» вариант – пеленгационные значения при нулевом угле места её визирования пеленгатором (ИРИ находится строго в рабочей плоскости пеленгования).

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 1 представлен контурный график результатов расчёта по формуле (10) угловых расхождений (абсолютные значения) модели ФП. На рис. 2 представлен аналогичный график модели АП. В обоих случаях $|\delta(\alpha, \beta)|$ получились чётными (симметричными) относительно своих входных аргументов, поэтому графические результаты рис. 1-2 приведены только для первого квадранта поля аргументов.

На рис. 3 приведены некоторые статистические характеристики полученных результатов модели ФП относительно одного (интересующего) аргумента – угла места визирования

ИРИ. Здесь кривой 1 отмечена среднеарифметическая характеристика поведения абсолютных значений углового отклонения, кривой 2 – среднеквадратичная, кривой 3 – максимальная. При этом расчёт среднеквадратичных значений выполнялся как начальный момент второго порядка (без вычитания математического ожидания). Аналогичные характеристики модели АП приведены на рис. 4.

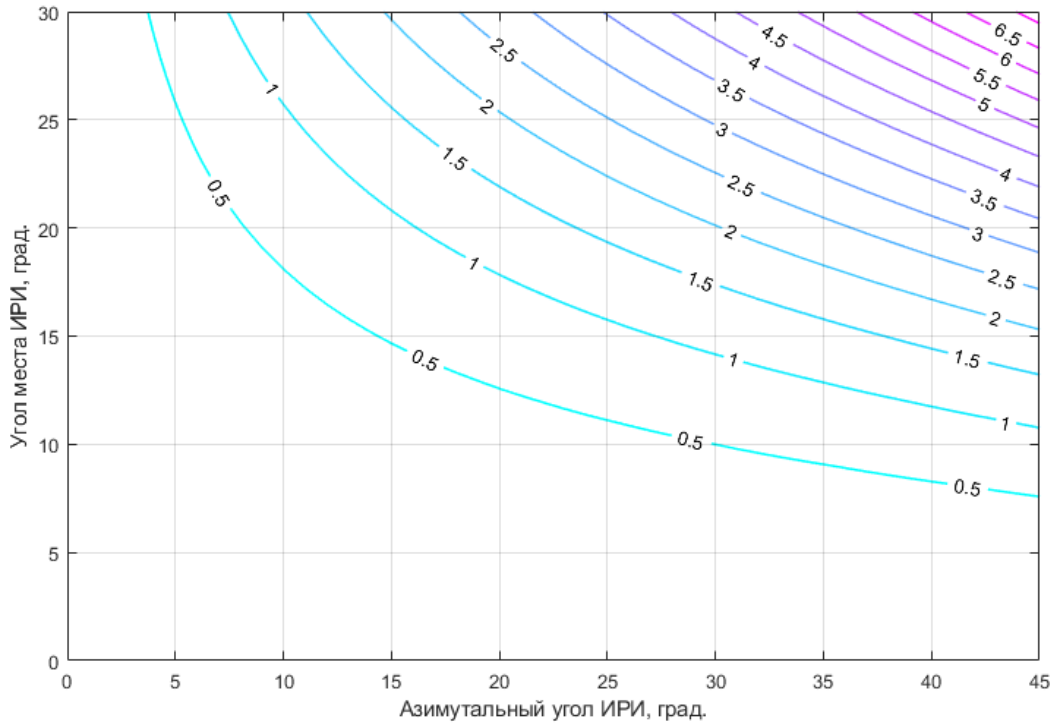


Рис. 1. Контурный график угловых расхождений (абсолютные значения) модели ФП

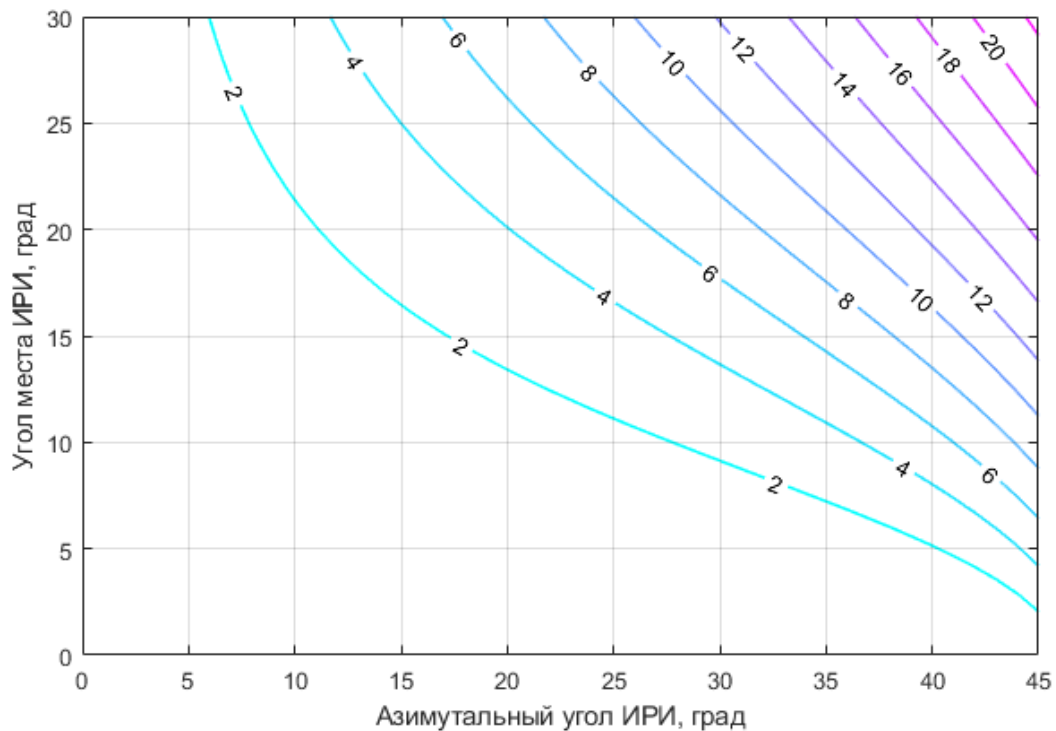


Рис. 2. Контурный график угловых расхождений (абсолютные значения) модели АП

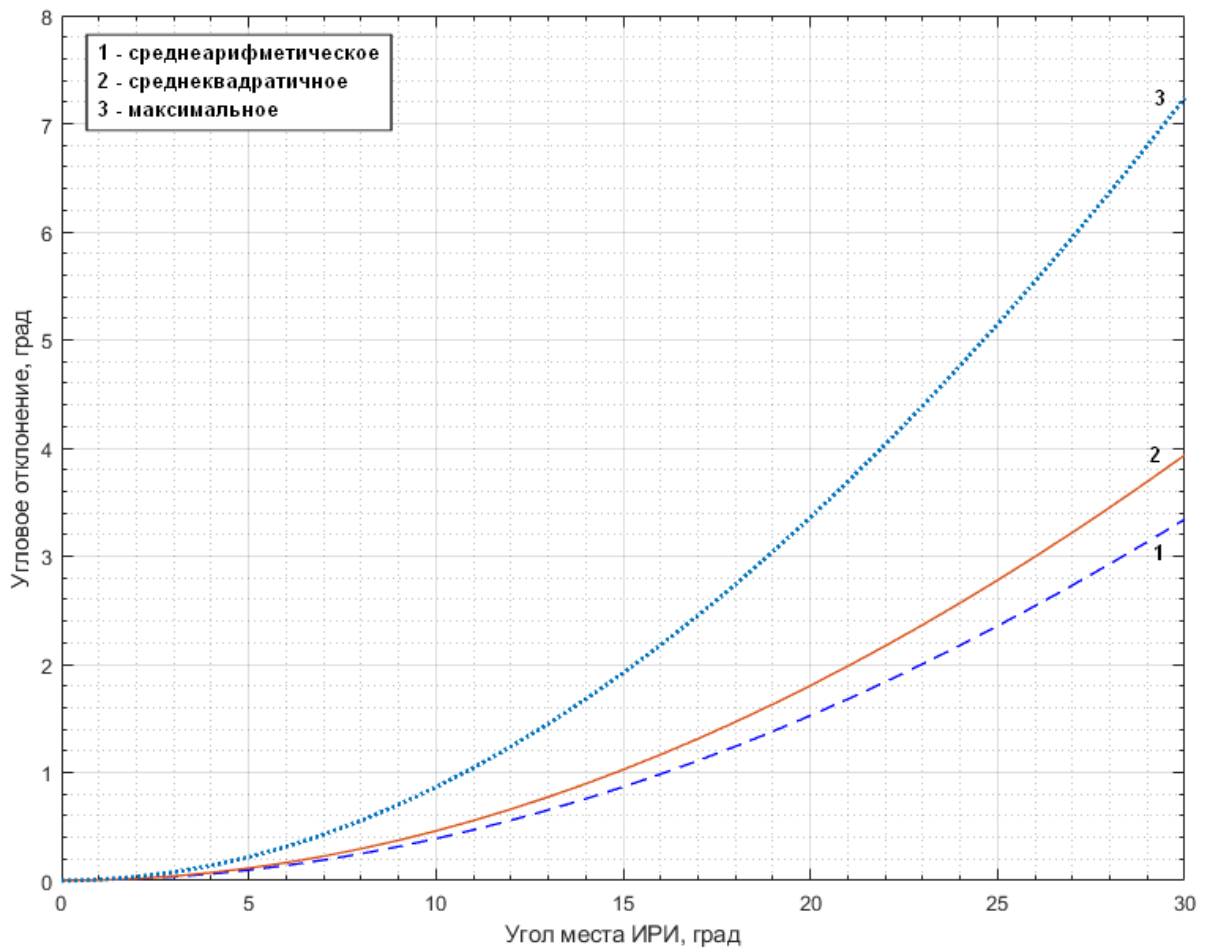


Рис. 3. Статистические характеристики рассчитанных угловых отклонений модели ФП

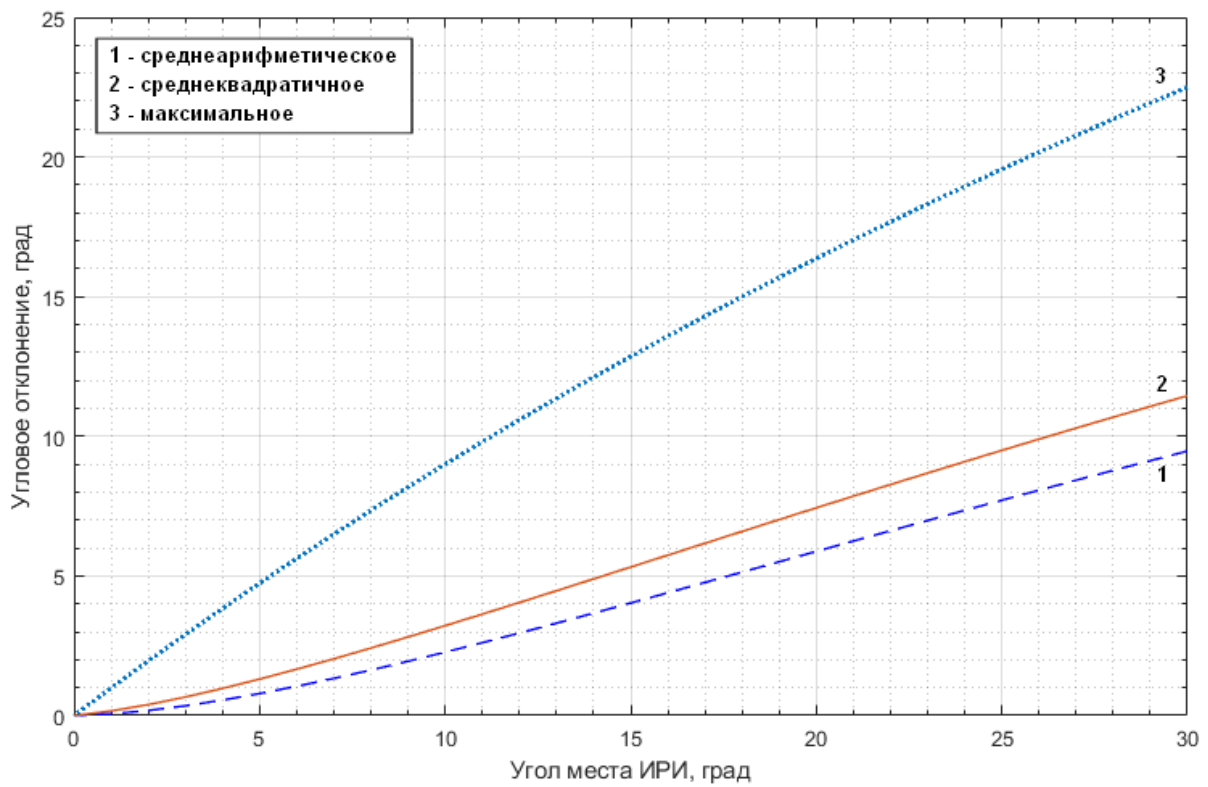


Рис. 4. Статистические характеристики рассчитанных угловых отклонений модели АП

Представленные на рис. 3-4 статистические характеристики с достаточной точностью аппроксимируются степенными полиномами. Выражения для ФП:

$$\delta_1(\beta) = 0,0036|\beta|^2 + 0,0039|\beta| - \text{среднеарифметическая характеристика}; \quad (11)$$

$$\delta_2(\beta) = 0,0042|\beta|^2 + 0,0045|\beta| - \text{среднеквадратичная характеристика}; \quad (12)$$

$$\delta_3(\beta) = 0,0077|\beta|^2 + 0,0012|\beta| - \text{максимальная характеристика}. \quad (13)$$

Аналогичные аппроксимирующие полиномы АП:

$$\delta_1(\beta) = -0,00026|\beta|^3 + 0,015|\beta|^2 + 0,0098|\beta| - \text{среднеарифметическая характеристика}; \quad (14)$$

$$\delta_2(\beta) = -0,00024|\beta|^3 + 0,013|\beta|^2 + 0,21|\beta| - \text{среднеквадратичная характеристика}; \quad (15)$$

$$\delta_3(\beta) = -0,0075|\beta|^2 + 0,97|\beta| - \text{максимальная характеристика}. \quad (16)$$

Все (входные и выходные) значения выражений (11-16) представлены в градусах, при этом представленные выражения актуальны при входном аргументе β до 30° . Представленные полиномы ФП имеют отклонения от истинных вычисленных значений не более $0,013^\circ$; $0,04^\circ$; $0,05^\circ$ соответственно. Представленные полиномы АП имеют отклонения от истинных вычисленных значений не более $0,08^\circ$; $0,15^\circ$; $0,15^\circ$ соответственно.

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 вузов. Издание тринадцатое, исправленное. М.: Наука, 1986. 544 с.

**ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ IPD ДЛЯ МИНИАТЮРИЗАЦИИ ФИЛЬТРОВ
В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 0,3-12 ГГц НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ФАБРИКЕ
В ФОРМАТЕ ФАУНДРИ**

**EXPERIENCE OF IPD TECHNOLOGY APPLICATION FOR MINIATURIZATION
OF FILTERS IN THE RANGE OF 0.3-12 GHZ AT A DOMESTIC FACTORY
IN THE FOUNDRY FORMAT**

А. Л. Ворожцов, А. А. Иванов, Н. В. Жандецкая

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

A. L. Vorozhtsov, A. A. Ivanov, N. V. Zhandetskaya

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Статья посвящена миниатюризации полосовых фильтров диапазона 0,3-12 ГГц за счет перехода к конструкции на интегральных квазисосредоточенных LC элементах, изготовленных по технологии интегрированных пассивных устройств IPD в формате фаундри, с использованием PDK от отечественной полупроводниковой фабрики АО «Светлана – Рост». Приведены результаты измерений параметров полученных IPD кристаллов фильтров в сравнении с данными проектирования.

Ключевые слова: технология IPD, полосовой фильтр, фильтр нижних частот, Process Design Kit.

1. ВВЕДЕНИЕ

Снижение массогабаритных характеристик фильтров для радиотрактов является одной из актуальных задач развития мобильных систем радиосвязи и радиолокации. Как было показано ранее [1], в дециметровом диапазоне (0,3-3 ГГц) построение фильтров на квазисосредоточенных индуктивных и ёмкостных (LC) элементах, изготовленных по технологии интегрированных пассивных устройств IPD (Integrated Passive Devices), имеет преимущества в миниатюризации, в сравнении с конструкцией на дискретных LC элементах или на толстопленочных LC элементах, выполненных по технологии LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics). Обратная сторона достигнутых преимуществ – это техническая невозможность подстройки такого миниатюрного устройства, чтобы скомпенсировать отклонение его характеристик вследствие неизбежного технологического разброса элементов при производстве. Ужесточение допуска прямо пропорционально увеличивает число попыток изготовления и быстро делает такое устройство нерентабельным, поэтому возрастают требования к точности воспроизведения номиналов элементов как на этапах проектирования, так и на этапах изготовления. Рост вычислительных возможностей современных систем автоматизированного проектирования (САПР) и персональных компьютеров стал вполне приемлемым для проектирования таких устройств, как фильтры, но технологические возможности большинства

отечественных предприятий радиоэлектронной промышленности не позволяют обеспечить их изготовление с требуемой разрешающей способностью 1 мкм. Пока это по силам только полупроводниковому производству, которое невозможно разместить в каждом городе, на каждом предприятии из-за очень высоких затрат на его создание и обслуживание. Мировая электроника в конце 90-х годов нашла выход из этой ситуации в отделении дизайн-центров от производств и переходу к формату фаундри (foundry) [2]. Тогда появился новый, более информативный инструмент проектирования – PDK (Process Design Kit), который стал недостающим связующим звеном между разработкой и производством. Подробнее «отечественная специфика» стандартизации технологических процессов, верификации PDK и стремление к СВЧ фаундри с военной приемкой раскрываются в работах [3, 4, 5]. Первый наш опыт работы в формате фаундри по миниатюризации фильтра L-диапазона [6] был положительным и стал основанием для дальнейшего развития работ по уменьшению массогабаритных характеристик фильтров, но уже в диапазоне рабочих частот значительно выше и ниже L-диапазона.

Статья посвящена нашему опыту применения конструкции на квазисосредоточенных LC элементах для миниатюризации фильтров в частотном диапазоне от 0,3 ГГц до 12 ГГц, изготовленных по технологии IPD на отечественной полупроводниковой фабрике АО «Светлана – Рост» в формате фаундри.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

К заявленным преимуществам технологии IPD в миниатюризации фильтров дециметрового диапазона [1, 6] можно добавить, что и в нижней части сантиметрового диапазона (3-12 ГГц) предложенная конструкция на квазисосредоточенных IPD LC элементах имеет свои положительные моменты. Переход к ней от фильтров на связанных волновых отрезках в микрополосковом исполнении должен позволить получить существенные преимущества в подавлении паразитных полос пропускания, которое ранее обеспечивалось за счет применения комбинации фильтров ФНЧ+ПФ. Одновременно с этим резкое уменьшение габаритных размеров фильтра приведёт к смещению паразитных полос пропускания выше по частоте, что увеличит его внеполосное подавление. Следует также сказать, что в отличие от микрополосковых плат IPD кристаллы лучше адаптируются к объёмным монолитным LTCC конструкциям в решениях типа «Система в Корпусе, СвК» (SiP, System in Package). С учетом всех этих положительных моментов уменьшение габаритов ФНЧ+ПФ на связанных волновых отрезках, при переходе к новой конструкции, может составить по площади – 6-8 раз, а по объёму – не менее 20 раз.

В текущих условиях крайней необходимости импортозамещения выбор отечественной полупроводниковой фабрики, которая обладает технологией IPD, поддерживает формат фаундри и предоставляет свой PDK, был сделан в пользу АО «Светлана-Рост» (г. Санкт-Петербург).

Технические требования к разрабатываемым фильтрам – 10 проектов полосно-пропускающих фильтров ПФ и 2 проекта фильтров нижних частот ФНЧ – приведены в стро-

ках «ТЗ» табл. №1 и №2 соответственно. Площадь каждого фильтра не должна была превышать 8 мм^2 .

Работа в формате фаундри для предприятий, выступающих как дизайн-центр кристалльного уровня, накладывает необходимость процедуры правовой защиты его технических достижений – получения патента на топологии разработанных кристаллов.

III. ТЕОРИЯ

Разработка всех 12 проектов фильтров производилась в САПР AWR Design Environment v13 с применением библиотеки стандартных элементов PDK_pHEMT05_v.0.0.2.4 на базе стандартного технологического процесса изготовления GaAs микросхем по технологии pHEMT 0.5 мкм фабрики АО «Светлана-Рост» (г. Санкт-Петербург). Подробно об этапах и ключевых моментах проектирования мы писали ранее [6] и для текущей работы они не менялись. Результаты проектирования приведены в табл. №1 и №2, в строках «Проект».

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для защиты интеллектуальной собственности АО «ЦКБА» были подготовлены и поданы заявки в ФИПС с предоставлением комплектов послойных топологий и краткого описания технических характеристик IPD кристаллов фильтров. Вскоре были получены свидетельства о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы (ТИМС) на все 12 проектов фильтров. Наименование фильтров в табл. №1 и №2 приводятся в соответствии с названиями проектов фильтров в полученных свидетельствах ТИМС.

На рис. 1 приведен вид топологии в САПР полосового фильтра ПФ2639 и увеличенное фото изготовленного по ней кристалла, размещенного на шкале с ценой деления 1 мм для наглядной оценки достигнутого уменьшения габаритов $1,5 \times 3,5 \times 0,1 \text{ мм}$.

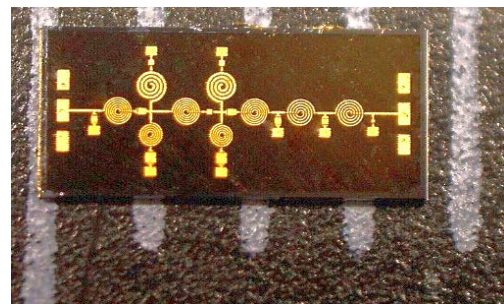
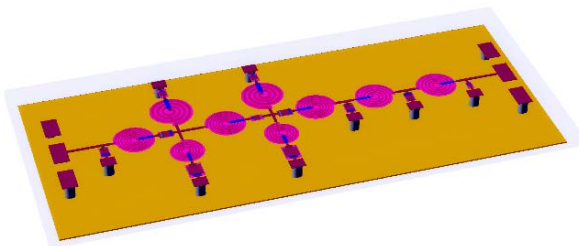


Рис. 1. Топология фильтра ПФ2639 (слева)
и увеличенное фото изготовленного по ней образца (справа)

Измерение S-параметров в нормальных условиях производилось на зондовой станции MPI TS200 и векторном анализаторе цепей «Кобальт С4220». Полученные результаты приведены в табл. №1 и №2 в строках «Макет».

Таблица 1

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗРАБОТАННЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ИРД

Наименование фильтра		Центральная частота F_0 , ГГц	КСВН по входу / по выходу	Вносимые потери, дБ	Полоса пропускания ΔF , ГГц	Подавление в полосе задерживания, $\beta_{\text{ниж}}$ / $\beta_{\text{верх}}$, дБ	Коэффициент прямоугольности по уровню -3 и -40 дБ
ПФ0913	ТЗ	1,1	1,5/1,5	4,5	0,4	30/35	3
	Проект	1,07	1,15/1,2	4,158	0,42	34,98/42,58	3,54
	Макет	1,035	1,13/1,2	3,79	0,407	35,54/43,37	4,05
ПФ1116	ТЗ	1,35	1,5/1,5	4,5	0,5	30/35	3
	Проект	1,3	1,12/1,18	3,84	0,496	34,43/38	3,61
	Макет	1,274	1,11/1,19	3,6	0,47	33,7/40,58	3,93
ПФ1421	ТЗ	1,75	1,5/1,5	4,5	0,7	30/35	3
	Проект	1,75	1,19/1,2	4,062	0,7	40,56/53,58	2,89
	Макет	1,69	1,18/1,16	3,853	0,695	41,16/52,32	2,83
ПФ1928	ТЗ	2,35	1,5/1,5	4,5	0,9	30/35	3
	Проект	2,32	1,05/1,14	4,32	0,867	56/52,45	1,84
	Макет	2,269	1,19/1,22	4,18	0,86	56,88/53,62	1,84
ПФ2639	ТЗ	3,25	1,5/1,5	4,5	1,3	30/35	3
	Проект	3,25	1,13/1,06	3,73	1,221	40,64/45,28	1,96
	Макет	3,065	1,15/1,18	3,4	1,149	39,6/44,78	2
ПФ3755	ТЗ	4,6	1,5/1,5	4,5	1,8	30/35	3
	Проект	4,6	1,18/1,1	3,617	1,761	44,7/60,65	1,96
	Макет	4,518	1,19/1,26	3,4	1,783	44,51/52,61	1,87
ПФ5380	ТЗ	6,65	1,5/1,5	4,5	2,7	30/35	3
	Проект	6,35	1,18/1,25	2,91	2,74	52,15/54,94	1,71
	Макет	6,189	1,12/1,23	2,9	2,562	50,02/57,47	1,8
ПФ79125	ТЗ	10,2	1,5/1,5	4,5	4,6	30/35	3
	Проект	9,8	1,14/1,26	2,617	4,523	46,61/61,59	1,6
	Макет	9,752	1,23/1,29	2,836	3,891	42,58/54,35	1,8
ПФ0306	ТЗ	0,45	1,5/1,5	4,5	0,28	30/35	3
	Проект	0,45	1,255/1,127	4,1	0,277	57,76/45,55	1,93
	Макет	0,458	1,256/1,138	4,238	0,273	56,43/45,66	1,95
ПФ0508	ТЗ	0,67	1,5/1,5	4,5	0,28	30/35	3
	Проект	0,67	1,24/1,22	4,355	0,277	38,68/41,1	2,4
	Макет	0,657	1,06/1,2	4,15	0,275	39,15/47,63	2,43

**ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗРАБОТАННЫХ ИРД ФИЛЬТРОВ
НИЖНИХ ЧАСТОТ**

Наименование фильтра		Частота среза F_c , ГГц	КСВН по входу/по выходу	Вносимые потери на частоте среза дБ	Подавление в полосе задерживания, β , дБ	Коэффициент прямоугольности по уровню -3 и -40 дБ
ФНЧ368	ТЗ	3,68	1,5	4,5	40	3
	Проект	3,64	1,25/1,24	3,45	64,3	1,34
	Макет	3,497	1,28/1,27	3,34	64,1	1,33
ФНЧ1332	ТЗ	13,32	1,5	4,5	40	3
	Проект	13,24	1,16/1,18	3,23	56	1,25
	Макет	12,91	1,23/1,18	3,14	50,5	1,25

Для примера, на рис. 2-5 приведены АЧХ фильтров ПФ1928 (дециметровый диапазон частот) и ПФ5380 (сантиметровый диапазон).

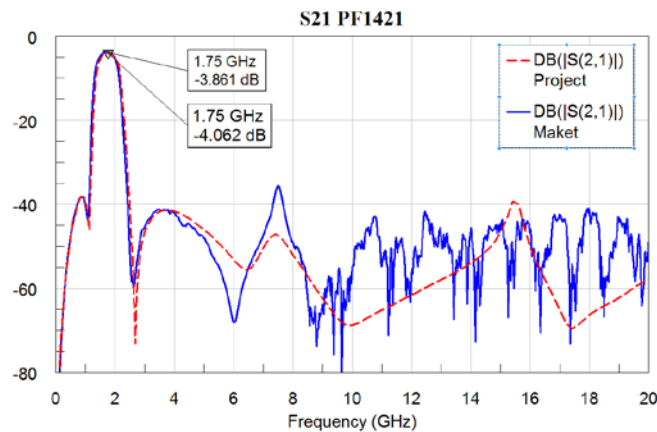


Рис. 2. АЧХ фильтра ПФ1421
(штриховая линия – проект, сплошная линия – макет)

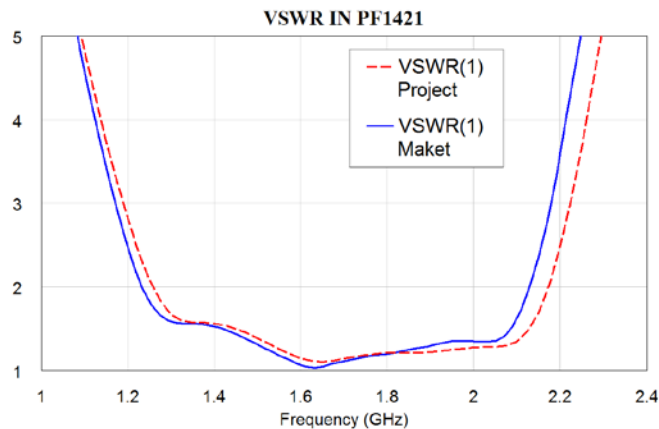


Рис. 3. КСВН в полосе пропускания фильтра ПФ1421
(штриховая линия – проект, сплошная линия – макет)

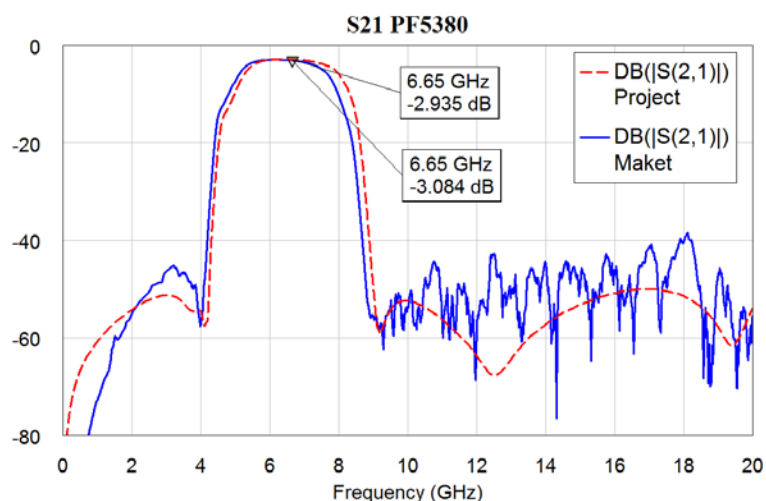


Рис. 4. АЧХ фильтра ПФ5380
(штриховая линия – проект, сплошная линия – макет)

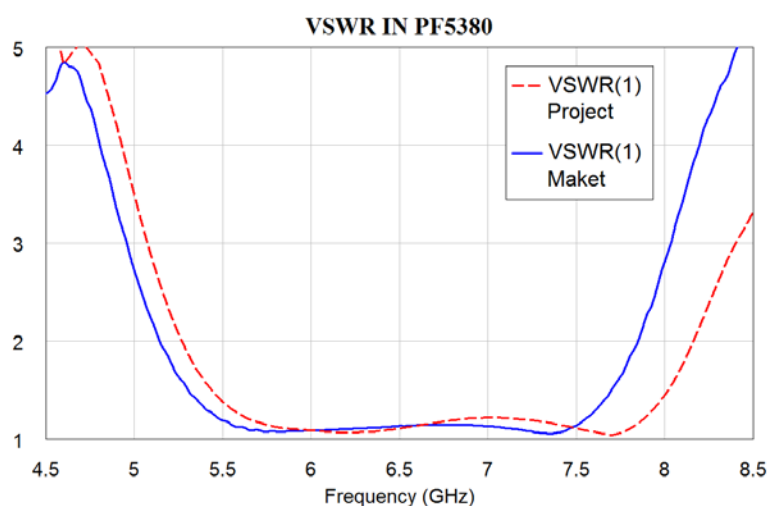


Рис. 5. КСВН в полосе пропускания фильтра ПФ5380
(штриховая линия – проект, сплошная линия – макет)

Для проведения климатических испытаний в температурном диапазоне от минус 60 до +100° С кристаллы IPD фильтров монтировались в специально разработанные коаксиально-микрополосковые контактные устройства. Измерение S-параметров фильтров производилась в температурных точках минус 60° С, +25° С, +100° С на векторных анализаторах цепей P4M-18/3 с комплектами фазостабильных кабелей.

Отклонения коэффициента передачи составили не более 1 дБ на холоде и на тепле относительно измеренного при плюс 25°С (пример АЧХ: рис. 6 и 8).

Изменение разности фаз для любой пары образцов одного проекта фильтра составило не более 4 градусов для фильтров диапазона (0,3-3 ГГц) и не более 9 градусов для фильтров диапазона (3-12 ГГц) в опорной точке на центральной частоте фильтра. Примеры ФЧХ приведены на рис. 7 и 9.

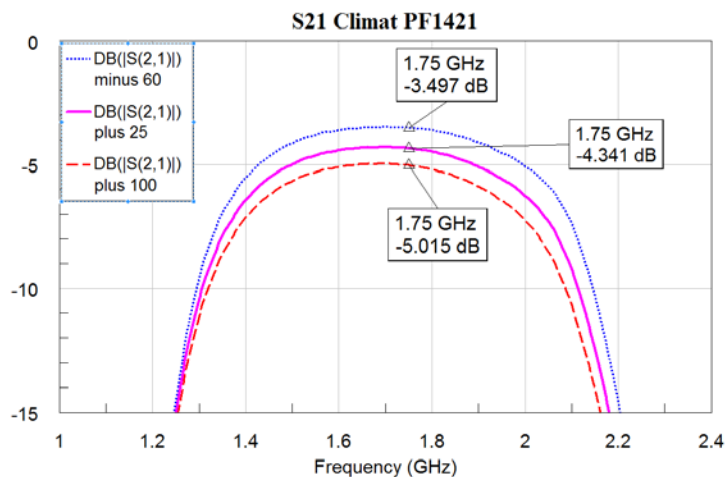


Рис. 6. АЧХ фильтра ПФ1421 в диапазоне температур (пунктирная линия – S21 при минус 60°C, сплошная линия – S21 при плюс 25°C, штриховая линия – S21 при плюс 100°C)

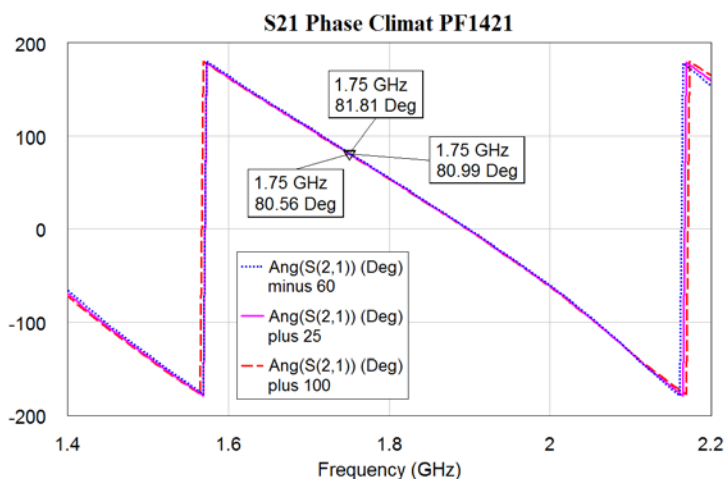


Рис. 7. ФЧХ фильтра ПФ1421 в диапазоне температур (пунктирная линия – S21 при минус 60°C, сплошная линия – S21 при плюс 25°C, штриховая линия – S21 при плюс 100°C)

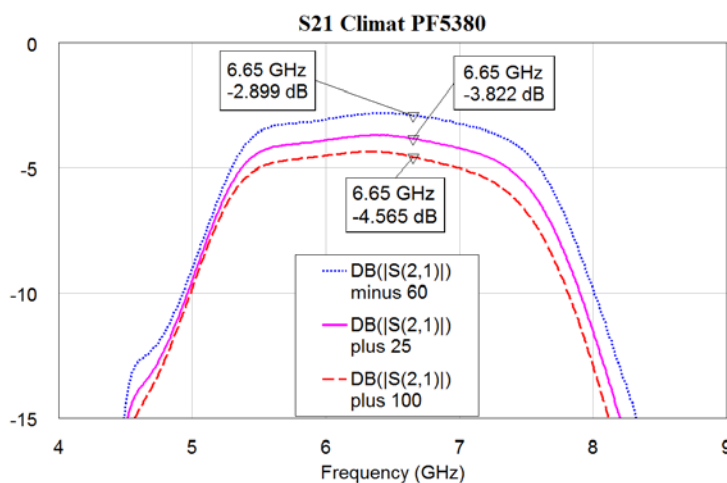


Рис. 8. АЧХ фильтра ПФ5380 в диапазоне температур (пунктирная линия – S21 при минус 60°C, сплошная линия – S21 при плюс 25°C, штриховая линия – S21 при плюс 100°C)

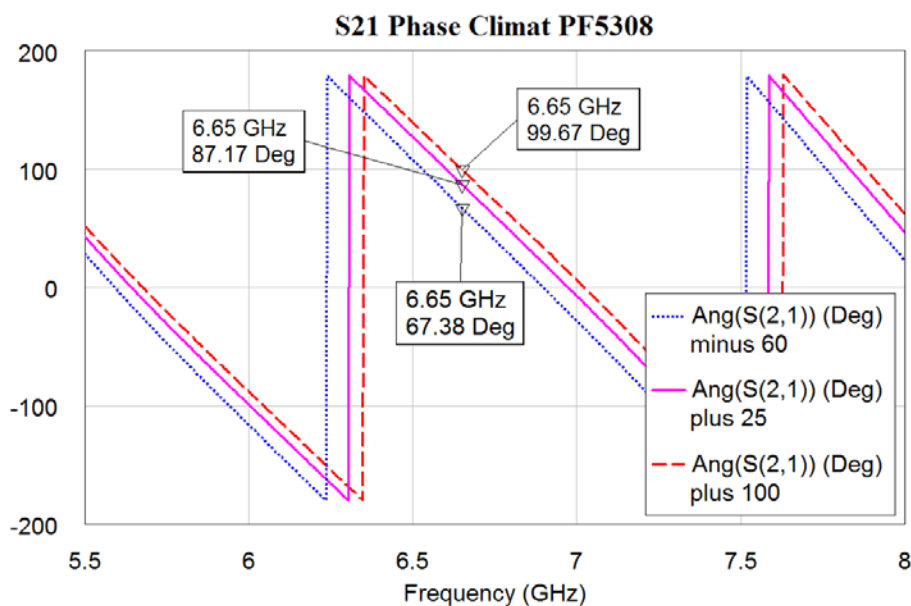


Рис. 9. ФЧХ фильтра ПФ5380 в диапазоне температур (пунктирная линия – S21 при минус 60°C, сплошная линия – S21 при плюс 25°C, штриховая линия – S21 при плюс 100°C)

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В целях унификации все 12 проектов фильтров удалось реализовать всего в двух типоразмерах 1,5x3,5x0,1 мм и 2x3,5x0,1 мм площадью 5,25 мм² и 7 мм² соответственно.

Как видно из табл. №1 и №2, результаты измерений изготовленных кристаллов фильтров полностью удовлетворяют требованиям ТЗ. Так, среднее значение вносимых потерь на центральной частоте для ПФ составило – 3,79 дБ, минимальное достигнутое значение составило – 2,31 дБ, а максимальное – 4,35 дБ, при заложенном в ТЗ уровне – 4,5 дБ. Максимальное значение коэффициента прямоугольности по уровням минус 3 и минус 40 дБ для макетов фильтров ПФ0508, ПФ0913 и ПФ1116 составило 4, минимальное — 2,43. Для остальных полосовых фильтров коэффициент прямоугольности не превышает 2, при минимальном значении 1,8 (1,25 для ФНЧ).

Сравнительный анализ данных проектирования и результатов измерения полученных образцов фильтров говорит о практически полном совпадении значений, что подтверждает реальность так называемого подхода «First pass success – успех с первой попытки» в формате фаундри.

Относительно высокие потери в полосе пропускания минус 4 дБ, что вполне приемлемо, особенно при условии достигнутой миниатюризации.

Создание унифицированных малогабаритных фильтров позволяет применять их в модулях 3D-интеграции, типа СвК. Успешным примером такого применения можно считать макет устройства частотной селекции (УЧС) дециметрового и сантиметрового диапазона, представляющий собой СвК на базе LTCC модуля с кристаллами монолитных интегральных схем, в том числе и IPD фильтрами, расположенными по центру модуля (рис. 10). Размеры УЧС составили 45,2x40,1x18,5 мм (корпус, без креплений).

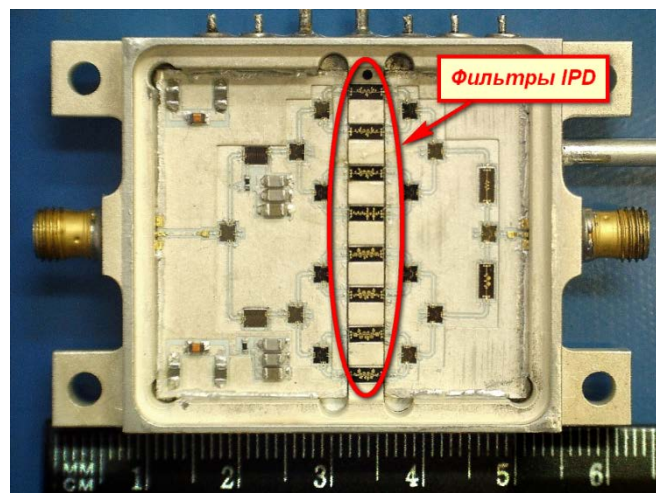


Рис. 10. Внешний вид УЧС с установленными IPD фильтрами

Переход к концепции СВК позволит реализовать подобные УЧС в рамках одного герметичного LTCC модуля, размеры которого станут в десятки раз меньше, чем при его реализации как микроэлектронного устройства на микрополосковых платах.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенной работы были разработаны и изготовлены малогабаритные (площадью не более 7 мм^2) фильтры в диапазоне (0,3-12 ГГц) на квазисосредоточенных LC элементах по технологии IPD в формате фаундри. Сравнение расчетных данных и результатов измерений изготовленных фильтров показало высокое совпадение значений.

Был полностью отработан маршрут разработки отечественных IPD устройств в формате фаундри: от поиска схемотехнического решения до получения свидетельств о государственной регистрации ТИМС и образцов кристаллов фильтров.

Благодаря достигнутой миниатюризации и унификации габаритов фильтров можно значительно увеличить применяемость разработанных IPD устройств в таких решениях объёмной интеграции, как «система в корпусе».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов А.А., Петренко И.М., Миниатюризация широкополосных трактов промежуточной частоты // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ –2010): докл. 3-й Всерос. науч.-техн. конф. 2010., Омск : Изд-во ОмГТУ, 2010. С. 91–97
2. Зверев А.В., Попов В.В., Филаретов А.Г., Чалый В.П., Модели организационного развития предприятий полупроводниковой промышленности. // Электроника НТБ. 2011. №4. С. 107 – 109.
3. Аникин А.В., Дёмин С.В., Столяров А.А., Проблемы разработки и реализации базовых технологических процессов на технологическом комплексе НИИСИ РАН // «Труды НИИСИ РАН», 2014. №1. С.4-16

4. Пушница И.С., Стрельников С.И., Фазылханов О.Р., Филаретов А.Г., Практика разработки и верификации инструментов проектирования (РДК) СВЧ МИС // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ –2018): докл. 7-й Всерос. науч.-техн. конф. 2018, Омск: Изд-во ОмГТУ, 2018. С. 216-228.

5. Филаретов А.Г., В.П. Чалый. СВЧ фаундри с военной приемкой: от физико-топологического базиса к ТУ на библиотеку стандартных элементов // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ –2020): докл. 8-й Всерос. науч.-техн. конф. 2020, Омск: Изд-во ОмГТУ, 2018, С. 232-235.

6. Ворожцов А.Л., Иванов А.А., Петренко И.М., Разработка миниатюрного полосового фильтра L-диапазона по технологии интегрированных пассивных устройств. // Техника радиосвязи. – 2019. – Вып. №4 (43). – С.70-79.

УДК 621.372.542.3

ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ LC-ФИЛЬТРОВ В СНК

PROCESS CHARACTERISTICS INFLUENCE ON THE DESIGN OF MICROWAVE LC FILTERS IN SOCS

В. В. Ерохин, С. А. Завьялов

Омский Государственный Технический Университет (ОмГТУ), Омск, Россия

V. V. Erokhin, S. A. Zavyalov

Omsk State Technical University (OmSTU), Omsk, Russia

Аннотация. Описана процедура сравнения характеристик двух технологических процессов БиКМОП 130 нм с медными и алюминиевыми проводниками. Описана оптимизация симметричных восьмиугольных катушек индуктивности по критерию минимизации активного сопротивления.

Произведены компьютерные моделирования экстракций топологических описаний катушек индуктивности, показано влияние сопротивления переходных отверстий и плотности их расположения на добротность катушек индуктивности.

Сформулированы рекомендации к проектированию катушек индуктивности для получения компромисса между добротностью и занимаемой площадью.

Полученные зависимости были использованы при разработке интегральных СВЧ LC-фильтров различных частотных диапазонов в пределах 1...40 ГГц с крутизной АЧХ до 300 дБ/дек и коэффициентом перекрытия диапазонов от 1.3 и выше. В частности, были произведены полосовой эллиптический фильтр 14...18 ГГц 9-го порядка и эллиптический ФВЧ 18 ГГц 7-го порядка с полосой пропускания до 40 ГГц.

Ключевые слова: LC-фильтр, SiGe, БиКМОП, СнК, катушки индуктивности.

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные приемники СВЧ диапазона требуют миниатюрного исполнения с малым потреблением мощности для использования в беспилотных летательных аппаратах. При проектировании приемника в формате системы на кристалле (СнК) всё устройство выполняется в виде одной микросхемы площадью 10...30 мм². СВЧ приемники в своем составе имеют избирательные устройства, в том числе высокопорядковые LC-фильтры (с крутизной до 300 дБ/дек), характеристики которых в основном зависят от катушек индуктивности. Интегральные МИМ конденсаторы в большинстве технологических процессов выполняются в специальных слоях с тонким диэлектриком, имеющим повышенную диэлектрическую проницаемость, поэтому они имеют достаточно большую удельную емкость, большую добротность и малую зависимость от паразитных элементов. Катушки индуктивности в Si и SiGe технологиях имеют большие ограничения и их реальные добротности не превышают 10...20, поэтому именно от катушек индуктивности зависят характеристики LC-фильтров.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – выявить зависимости характеристик технологического процесса с характеристиками LC-фильтров, сформулировать рекомендации к проектированию фильтров.

Для определения оптимальных параметров катушек индуктивности произведем компьютерные моделирования в двух технологических процессах БиКМОП 130 нм: AlProc – технологический процесс с алюминиевыми проводниками, CuProc – с медными проводниками.

III. СРАВНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

В литературе представлено множество моделей интегральных катушек индуктивности. Для выявления зависимостей и сравнения технологических процессов будет приемлемо использовать достаточно простую П-модель [1, 2]. Расчет индуктивности можно произвести различными методами [3,4]: по формулам Уиллера, по уравнениям, основанным на аппроксимации распределения тока, по экспериментально полученным формулам. При экстрагировании топологического описания используется метод, при котором катушка делится на сегменты, рассчитываются собственные индуктивности и взаимоиндуктивности всех сегментов катушки. Емкости между слоями металлизации и емкости к подложке часто рассчитывают по формуле плоского конденсатора с равномерным распределением электрического поля между обкладками. Но в интегральных устройствах следует учитывать краевые эффекты емкостей [5], так как ошибка классической формулы может составлять более 50% для паразитных емкостей.

На рис. 1 представлены упрощенные структуры технологических процессов с алюминиевыми и медными проводниками, в табл. 1 занесены характеристики этих процессов. ML1 – основной слой металлизации, в котором реализуются катушки индуктивности, ML2 – слой для перемычек катушек индуктивности, MIM1 и MIM2 – слои обкладок конденсаторов, Via – переходные отверстия между слоями металлизаций.

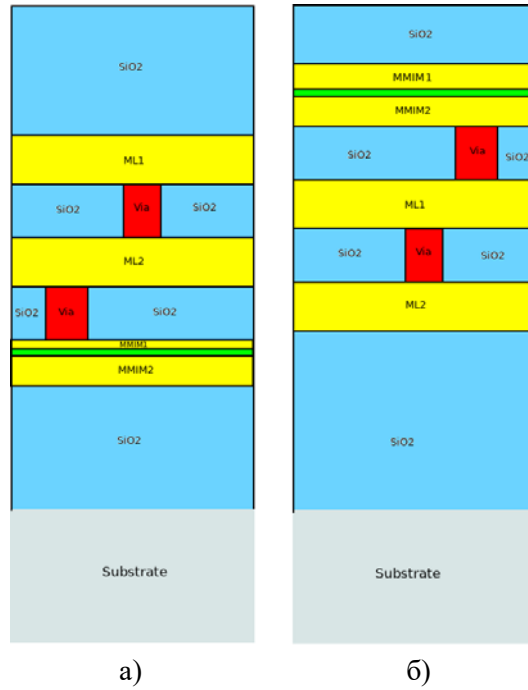


Рис. 1. Упрощенная послойная структура технологических процессов AlProc (а) и CuProc (б)

Таблица 1

ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Параметр	AlProc	CuProc
Удельное сопротивление проводников, Ом·м	$2.94 \cdot 10^{-8}$	$1.92 \cdot 10^{-8}$
Толщина ML1, мкм	3.0	3.2
Толщина ML2, мкм	2.0	3.2
Толщина диэлектрика ML2...SUB, мкм	11.4	8.3
Толщина диэлектрика MIM...SUB, мкм	5.3	15.5

По данным, приведенным на рис. 1 и в табл. 1, можно сделать вывод, что медный технологический процесс имеет преимущество в проводимости и толщине проводников. Активное сопротивление одновитковой катушки одинаковой геометрии в процессе AlProc будет в 1.76 раз больше чем в CuProc:

$$\frac{Rs_{Al}}{Rs_{Cu}} = \frac{\rho_{Al} \cdot h_{Cu}}{\rho_{Cu} \cdot h_{Al}} = 1.76$$

где R_s – активное сопротивление проводника, ρ – удельное сопротивление, h – толщина диэлектрика от ML2 до подложки.

Алюминиевый технологический процесс имеет преимущество в большей толщине диэлектрика под катушками, следовательно, паразитные емкости к подложке меньше и частота собственного резонанса больше, чем в медном процессе. Однако это преимущество обеспечивается тем, что конденсаторы располагаются в слоях ниже, чем слои проводников катушек

индуктивности. Это приводит к тому, что при проектировании пассивных фильтров необходимо спускаться на слои металлизации ниже слоев, в которых формируются катушки индуктивности, что приводит к дополнительным паразитным емкостям к подложке.

IV. ОПТИМИЗАЦИЯ ТОПОЛОГИИ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

В интегральных схемах обычно применяют симметричные катушки индуктивности. Это позволяет уменьшить влияние взаимоиндукций между катушкой и проводниками сигналов.

Пассивные фильтры в интегральных схемах занимают значительную площадь из-за геометрически больших катушек индуктивности. Компромиссом между характеристиками фильтров и занимаемой площадью можно считать максимальное значение отношения добротности к занимаемой площади. Добротность катушки обратно пропорциональна ее активному сопротивлению. Для минимизации активного сопротивления следует выполнять катушку с максимальной шириной витка и минимальной длиной проводника катушки.

На рис. 2-4 представлены топологии интегральных симметричных катушек индуктивности, где w – ширина витка, s – зазор между витками, t – длина сегмента катушки, l_{i0} – длина выводов катушки.

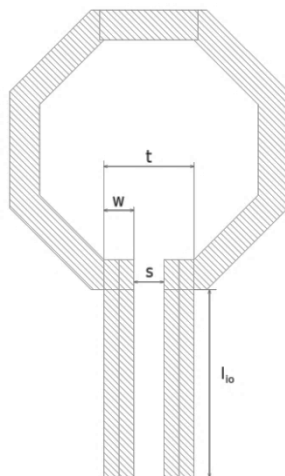


Рис. 2. Топология одновитковой катушки индуктивности

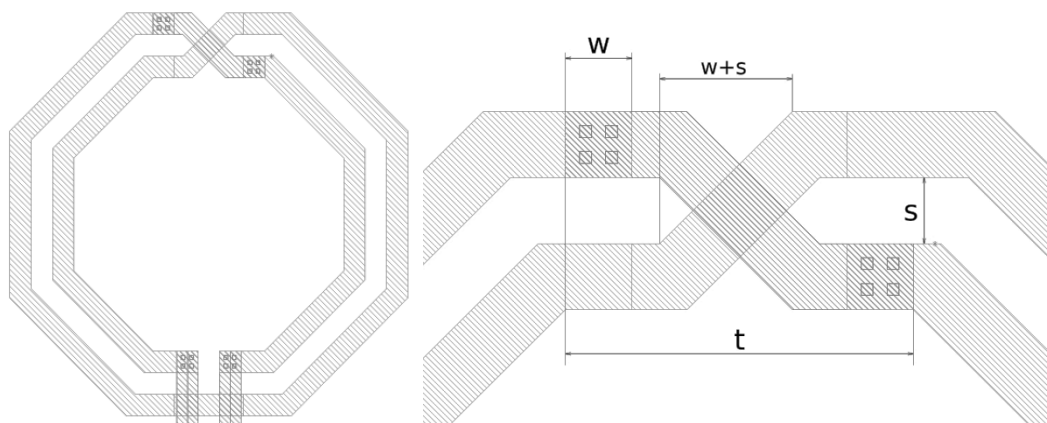


Рис. 3. Топология двухвитковой катушки индуктивности

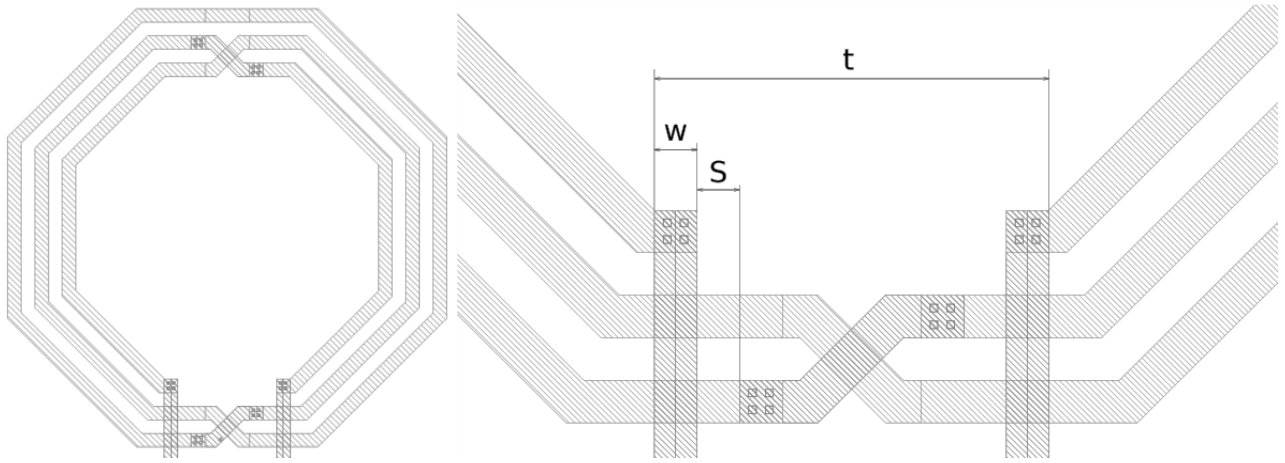


Рис. 4. Топология трехвитковой катушки индуктивности

Минимальную длину катушки индуктивности можно найти по формуле:

$$l_{\min} = N_s \cdot (d_{in_min} + n \cdot w + s \cdot (n-1)) \cdot n \cdot \tan\left(\frac{\pi}{N_s}\right) + 2 \cdot l_{io} \quad (1)$$

где $N_s=8$ – количество сторон катушки, n – количество витков, d_{in_min} – минимальный внутренний диаметр.

Внутренний диаметр можно найти по формуле окружности, вписанной в восьмиугольник. Минимальная длина сегмента и минимальный внутренний диаметр зависят от расположения перемычек, то есть от количества витков (2).

$$\begin{cases} d_{in_min} = (2 \cdot w + s) \cdot (1 + \sqrt{2}) \Big|_{n=1} \\ d_{in_min} = \left[3 \cdot w + s + (w + 2 \cdot s) \cdot \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \right] \cdot (1 + \sqrt{2}) \Big|_{n=2} \\ d_{in_min} = \left[5 \cdot w + 3 \cdot s + (w + 2 \cdot s) \cdot \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \right] \cdot (1 + \sqrt{2}) \Big|_{n \geq 3} \end{cases} \quad (2)$$

Для эффективного использования площади кристалла необходимо использовать катушки индуктивности с несколькими витками. Это позволяет уменьшить площадь, занимаемую катушками, следовательно, уменьшить паразитную емкость к подложке C_{OX} , но необходимо учесть, что при сохранении требуемой индуктивности уменьшается ширина витков, а также появляются переходные отверстия между слоями металлизации.

Сопротивление переходных отверстий катушки индуктивности можно найти по формуле:

$$R_{Via} = \frac{2 \cdot n \cdot r_{Via}}{N_{Via}}, \quad (3)$$

где r_{Via} – сопротивление одного переходного отверстия, $2n$ – количество массивов переходных отверстий в катушке индуктивности, N_{Via} – количество переходных отверстий в одном квадратном массиве:

$$\sqrt{N_{Via}} \leq \frac{w - 2 \cdot c + b}{a + b} \quad (4)$$

где a – минимальная длина и ширина переходного отверстия, b – минимальное расстояние между переходными отверстиями, c – минимальное расстояние от переходного отверстия до края металла.

В табл. 2 занесены сведения о переходных отверстиях двух технологических процессов.

Таблица 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕХОДНЫХ ОТВЕРСТИЙ

	AlProc	CuProc
r_{Via} ML1-ML2, мОм	1100	450
N_{Via} ML1-ML2 на площади 8 мкм ² , шт	2	10
N_{Via} ML1-ML2 на площади 25 мкм ² , шт	4	36
N_{Via} ML1-ML2 на площади 400 мкм ² , шт	100	625
R_{Via} ML1-ML2 на площади 8 мкм ² , мОм	550	45
R_{Via} ML1-ML2 на площади 25 мкм ² , мОм	275	12,5
R_{Via} ML1-ML2 на площади 400 мкм ² , мОм	11	0,7
R_{Via} к обкладкам конденсаторов площадью 25 мкм ² , мОм	88/88	42/942
R_{Via} к обкладкам конденсаторов площадью 100 мкм ² , мОм	18/18	10/110
R_{Via} к обкладкам конденсаторов площадью 400 мкм ² , мОм	4/4	2/28

По данным таблицы видно, что сопротивление массивов переходных отверстий между слоями металлизации ML1-ML2 в технологическом процессе с медными проводниками на порядок меньше, чем в процессе с алюминиевыми проводниками. В процессе CuProc сопротивление переходов к одной из обкладок конденсаторов значительно больше, чем в AlProc.

Чтобы оценить влияние сопротивлений переходов между слоями металлизаций на общее сопротивление катушки и, следовательно, на добротность, введем коэффициент P_{Via} , который показывает, какую часть общего сопротивления катушки индуктивности вносят переходные отверстия:

$$P_{Via} = \frac{R_{Via}}{R_{Via} + R_L} \cdot 100\% \quad (5)$$

V. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В табл. 3 занесены параметры моделируемых катушек индуктивности. Катушки L1-L4 рассчитаны с одинаковой индуктивностью и разной шириной витка. Катушки L5-L10 рас-

считаны при различных ширинах витков и количестве витков и минимальных внутренних диаметров.

Таблица 3

ПАРАМЕТРЫ ИССЛЕДУЕМЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

	n, шт	w, мкм	s, мкм	d _{in} , мкм	Ls, пГн	Площадь, мм ²
L1	1	2	5	93.1	300	0.0124
L2	1	5	5	108.0	300	0.0176
L3	1	10	5	121.1	300	0.0243
L4	1	25	5	139.3	300	0.0417
L5	2	2	5	38.7	321	0.005
L6	2	10	5	104.6	865	0.0287
L7	2	20	5	187.0	1545	0.0853
L8	3	2	5	72.4	1361	0.0141
L9	3	10	5	176.9	3315	0.0740
L10	3	20	5	307.7	5761	0.2143

Компьютерные моделирования экстракций топологических описаний производятся с помощью ПО Cadence, Assura. При моделировании не учитывался скин-эффект, а также экстракция подложки является очень упрощенной. Поэтому в реальных схемах добротности катушек могут быть меньше.

В табл. 4, 5 занесены результаты моделирования катушек индуктивности. L_{eff} – эффективная индуктивность, Q_{eff_max} – максимальная эффективная добротность, f (Q_{eff_max}) – частота, при которой достигается максимальная добротность, f_r – частота резонанса. На рис. 5 построены графики зависимости отношения добротности катушки к занимаемой площади от ширины витка (сплошная линия CuProc, пунктирная AlProc). На рис. 6 представлен график влияния сопротивления переходных отверстий (5) от ширины витка.

Таблица 4

**РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
ОДНОВИТКОВЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ**

	Характеристики	L1	L2	L3	L4
AlProc	L _{eff} (1 ГГц), пГн	252	269	275	275
	f _r , ГГц	91.7	76.5	64.3	47.7
	Q _{eff_max}	29.7	57.0	86.9	134.9
	f (Q _{eff_max}), ГГц	56.0	45.0	38.0	28.1
CuProc	L _{eff} (1 ГГц), пГн	252	273	284	295
	f _r , ГГц	78.5	64.2	53.6	38.7
	Q _{eff_max}	45.9	87.6	131.1	203.1
	f (Q _{eff_max}), ГГц	47.0	37.9	31.8	22.4

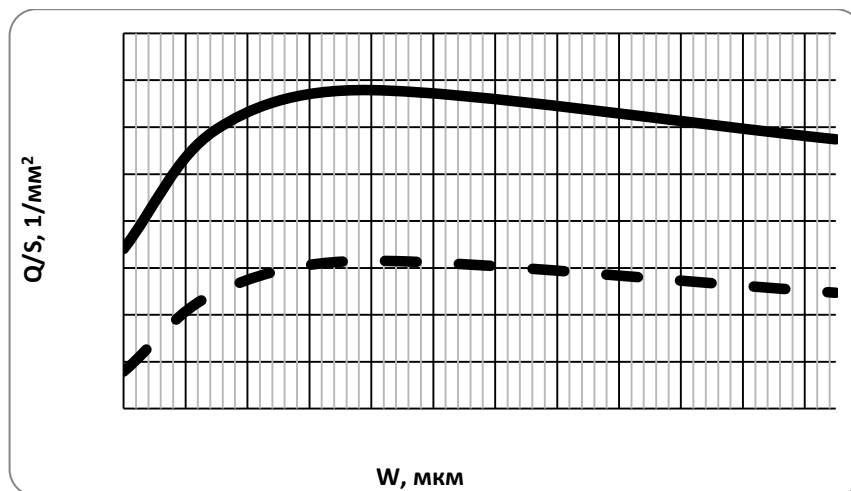


Рис. 5. Зависимость отношения максимальной добротности одновитковой катушки к занимаемой площади от ширины витка

Таблица 5

РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДВУХ- И ТРЕХВИТКОВЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Характеристики		L5	L6	L7	L8	L9	L10
AlProc	L_{eff} (1 ГГц), пГн	302	819	1467	1251	3146	5622
	f_r , ГГц	85.3	28.6	14.2	28.8	10.0	5.0
	$Q_{\text{eff_max}}$	9.3	44.9	51.3	7.5	26.9	28.8
	$f(Q_{\text{eff_max}})$, ГГц	50.4	16.6	8.2	17.0	5.8	2.9
CuProc	L_{eff} (1 ГГц), пГн	297	827	1495	1258	3175	5799
	f_r , ГГц	72.6	23.4	11.3	24.4	8.2	4.0
	$Q_{\text{eff_max}}$	33.4	82.9	83.7	21.5	45.7	45.3
	$f(Q_{\text{eff_max}})$, ГГц	43.3	13.6	6.5	14.1	4.6	2.2

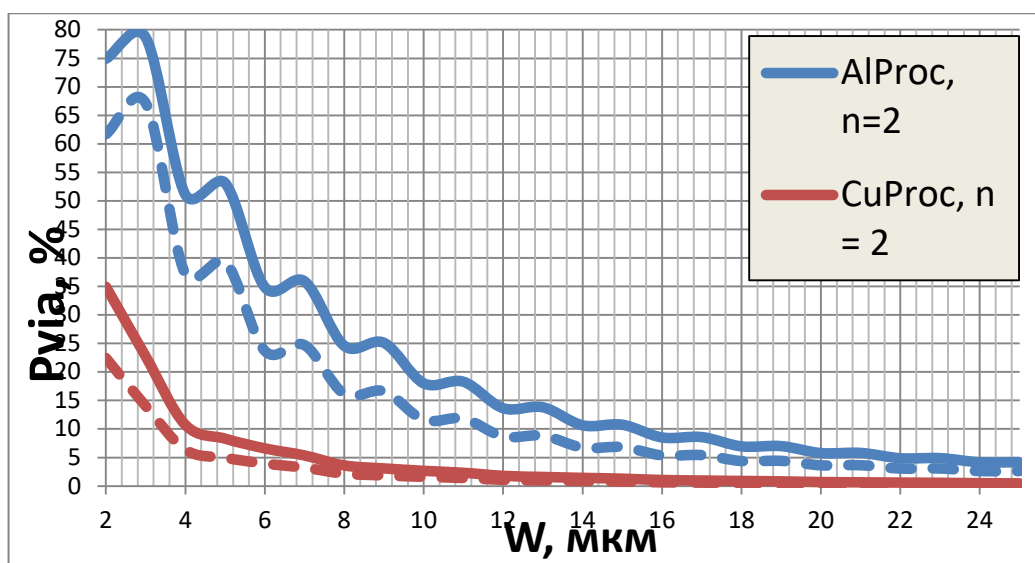


Рис. 6. График оценки влияния сопротивления переходных отверстий на полное сопротивление катушки индуктивности

VI. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В результате моделирования одновитковых катушек индуктивности видно, что добротности катушек в процессе CuProc в 1.5 раз больше, чем в AlProc, но частота резонанса и частота максимальной добротности в 1.2 раза меньше.

Из графика на рис. 5 можно сделать вывод, что увеличение ширины витка катушки требуемой индуктивности не всегда приводит к увеличению добротности. Для получения максимальной добротности одновитковых катушек на единицу площади в технологическом процессе CuProc следует выбирать ширину витка катушки индуктивности 9...10 мкм, в процессе AlProc 10...11 мкм.

Результаты в табл. 5 показывают, что добротности катушек в медном технологическом процессе могут быть в 1.5...3.6 раз больше, чем в процессе с алюминиевыми проводниками, особенно при малых ширинах витка. Это происходит за счет малой плотности переходных отверстий в процессе AlProc. На рис. 6 видно, что в процессе AlProc при минимальной ширине витка сопротивление переходных отверстий может составлять до 80% от полного активного сопротивления катушки, в процессе CuProc до 35%.

Для того, чтобы обеспечивать добротность катушек индуктивности на уровне не менее 90% от максимально возможного значения, ограничим долю сопротивлений переходных отверстий (P_{Via}) в полном сопротивлении катушек 9% процентами.

Тогда в алюминиевом технологическом процессе целесообразно использовать двухвитковые катушки индуктивности с шириной витка не менее 16 мкм (что соответствует индуктивности не менее 1350 пГн), трехвитковые с шириной не менее 12 мкм (от 3830 пГн). В медном процессе двухвитковые катушки можно использовать с шириной витка от 5 мкм (от 530 пГн), трехвитковые с шириной витка от 4 мкм (от 1860 пГн). Катушки с индуктивностью меньше указанных выше значений рекомендовано выполнять одновитковыми. В процессе AlProc одновитковая катушка с индуктивностью 1300 пГн будет занимать площадь 0.3 мм². В процессе CuProc катушка с индуктивностью 500 пГн будет занимать площадь 0.08 мм².

VII. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Произведено сравнение двух технологических процессов БиКМОП 130 нм путем компьютерного моделирования экстракций топологических описаний катушек индуктивности. Показано влияние сопротивления переходных отверстий и плотность их расположения. Добротности катушек индуктивности в технологическом процессе с медными проводниками в 1.5...3.6 раз больше, чем в процессе с алюминиевыми проводниками, частота резонанса и частота максимальной добротности в 1.2 раза меньше.

Сформулированы рекомендации к выбору ширины витка катушек индуктивности по критерию получения максимальной добротности на единицу занимаемой площади.

На основе полученных зависимостей разработаны и произведены полосовой эллиптический фильтр 14...18 ГГц 9-го порядка и ФВЧ 18 ГГц 7-го порядка с полосой пропускания до 40 ГГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. O.H. Murphy; K.G. McCarthy; C.J.P. Delabie; A.C. Murphy; P.J. Murphy Design of Multiple-Metal Stacked Inductors Incorporating an Extended Physical Model / IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques // Vol. 53, Issue 6. – 2005. – P. 2063 – 2072.
2. Olive H. Murphy. Advanced Physical Modelling of Multilayer Inductors for CMOS RF Front-End Applications // PhD Thesis, University College Cork - National University of Ireland, October, 2005.
3. Ahmed H. Shaltout; Stefano Gregori. Optimizing the Inductance Time-Constant Ratio of Polygonal Integrated Inductors // IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). 2018. Pp. 448-451.
4. Monica Zolog, Dan Pitica, Ovidiu Pop. Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards // 30th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE). 2007.Pp. 308-313.
5. Prashant N. Kambali and Ashok Kumar Pandey. Electrostatic Forces in Fixed-Fixed Microbeams under Direct and Fringing Field Effects // IEEE 2nd International Conference on Emerging Electronics (ICEE). 2014. P. 5.

УДК 621.396.621

АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ КАК СФ-БЛОКА ПРИЕМНИКА ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ В РЕАЛИЗАЦИИ СНК

ANALYSIS OF THE IMPLEMENTATION FEATURES OF AN ULTRA-WIDEBAND PHASE SHIFTER AS PART OF A FREQUENCY ESTIMATION RECEIVER SOC

М. А. Квачев, С. А. Завьялов

Омский Государственный Технический Университет, Омск, Россия

M. A. Kvachev, S. A. Zavyalov

Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. Представлены результаты анализа влияния характеристик квадратурного фазовращателя на свойства сверхширокополосного приемника оценки частоты диапазона частот 1-1.8 ГГц в реализации системы на кристалле. Разработан фазовращатель на основе полифазного RC-фильтра с целью минимизации площади на кристалле. Проведенное компьютерное моделирование демонстрирует состоятельность выбранной структуры фазовращателя. По результатам моделирования система оценки частоты демонстрирует максимальное отклонение оценки частоты $\hat{f}_{MAX} < 8$ МГц.

Ключевые слова: оценка частоты, сверхширокополосный, фазовращатель, система на кристалле, частотный дискриминатор.

I. ВВЕДЕНИЕ

В задачах радиопеленгации, радиоразведки и радиомониторинга с задействованием беспилотных летательных аппаратов чрезвычайно важно минимизировать массу используемой радиоаппаратуры, потребляемую мощность и уровень излучения в окружающее пространство (например, излучение гармоник гетеродинов). В качестве решения вышеперечисленных проблем может выступать реализация системы-на-кристалле, содержащей в себе набор сенсоров на основе частотных дискриминаторов фазового типа [1–9]. Информация об источниках излучения вокруг БПЛА от сенсоров собирается центральным решающим устройством цифровой обработки сигналов (ЦОС), на основании которой выполняется пеленг основных источников излучения, угол прихода сигнала, его частота и уровень излучения.

В реализации СнК многоканального частотного дискриминатора остро стоит проблема минимизации площади на кристалле, особенно реактивными компонентами радиочастотного тракта, такими как катушки индуктивности, линии задержки и т.п.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Провести анализ существующих методов реализации сверхширокополосных фазовращателей применительно к интегральному исполнению. На основе проведенного анализа выполнить оценку величины ошибки измерения частоты и предъявить требования к фазовращателю как СФ-блоку частотного дискриминатора в реализации системы на кристалле.

III. ТЕОРИЯ

1. Структура частотного дискриминатора диапазонов 1...1,8 ГГц

Рассматриваемый частотный дискриминатор построен согласно структуре, представленной на рис. 1. Дискриминатор на рис. 1 представляет собой классический фазовый интерферометр, позволяющий выполнять оценку частоты входного сигнала в широкой полосе частот (десятки гигагерц). Полоса оцениваемых частот подобного дискриминатора определяется как $BW = \frac{1}{\tau}$, где τ – время задержки сигнала.

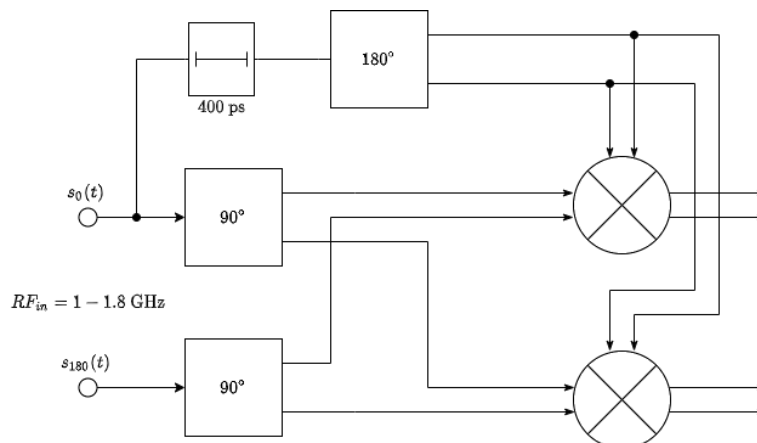


Рис. 1. Структура частотного дискриминатора диапазона 1...1,8 ГГц

Выходными сигналами частотного дискриминатора фазового типа являются квадратурные низкочастотные сигналы $s_I(\omega)$ и $s_Q(\omega)$

$$\begin{aligned} s_I(\omega) &= \cos \omega\tau, \\ s_Q(\omega) &= \sin \omega\tau, \end{aligned} \quad (1)$$

Оценка частоты выполняется согласно выражению (2)

$$\hat{f}(\omega) = \frac{\varphi(\omega)}{2\pi\tau}, \quad (2)$$

где $\varphi(\omega) = \text{atan2} \frac{s_Q(\omega)}{s_I(\omega)}$.

В то время как построение сверхширокополосных симметрирующих устройств, смесителей и сплиттеров в интегральном исполнении с малой занимаемой площадью не является проблемой, реализация фазовращателей становится проблематичной, так как структура приемника задействует множество фазовращателей и тем больше, чем шире полоса оцениваемых частот.

Фазовая ошибка фазовращателя приводит к отклонению оценки частоты от истинного значения, эффект ошибки сдвига фаз фазовращателя продемонстрирован на рис. 2.

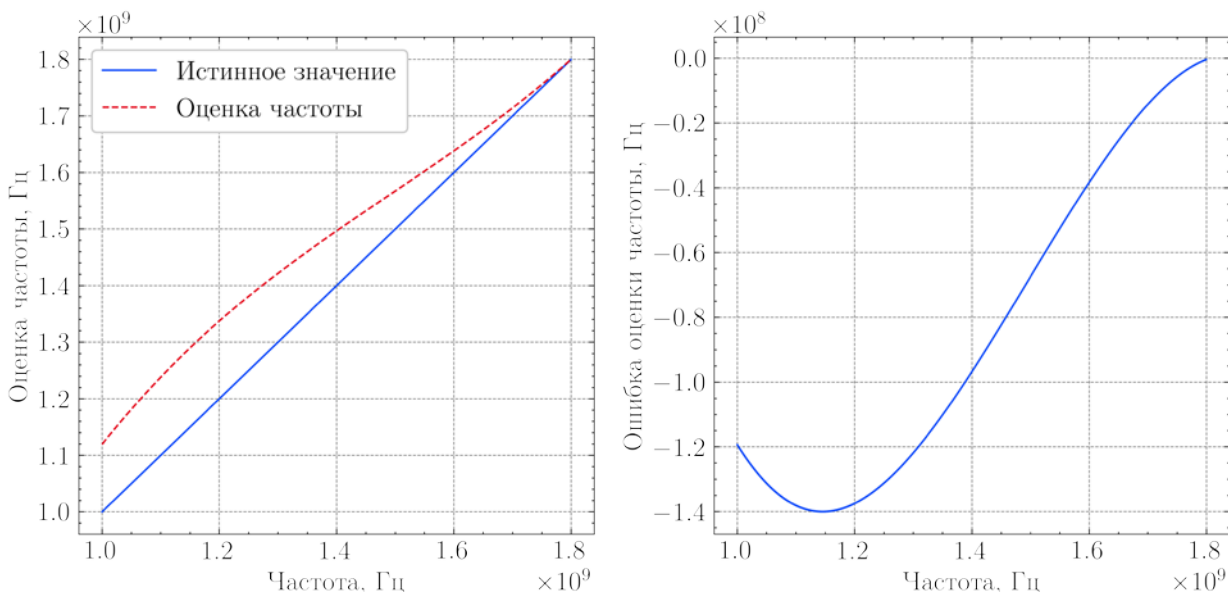


Рис. 2. Зависимость ошибки оценки частоты от частоты на входе при 20° отклонении сдвига фаз на выходе фазовращателя

Как можно видеть на рис. 2, отклонение сдвига фаз на выходе фазовращателя 20° приводит к ошибке оценки частоты до 140 МГц в диапазоне $1 \dots 1.8$ ГГц, что составляет 17.5% от полосы канала. Пусть техническим заданием при проектировании частотного дискриминатора предъявляется требование к погрешности оценки частоты как 1% от ширины полосы канала. Тогда предельное значение ошибки оценки частоты в диапазоне $1 \dots 1.8$ ГГц $\Delta \hat{f} = 8$ МГц.

2. Разработка микросхемотехники фазовращателя диапазона 1...1.8 ГГц

В качестве основы для фазовращателя при реализации в интегральном исполнении выбрана структура с использованием всепропускающего решетчатого RC -фильтра. Принципиальная схема фазовращателя приведена на рис. 3.

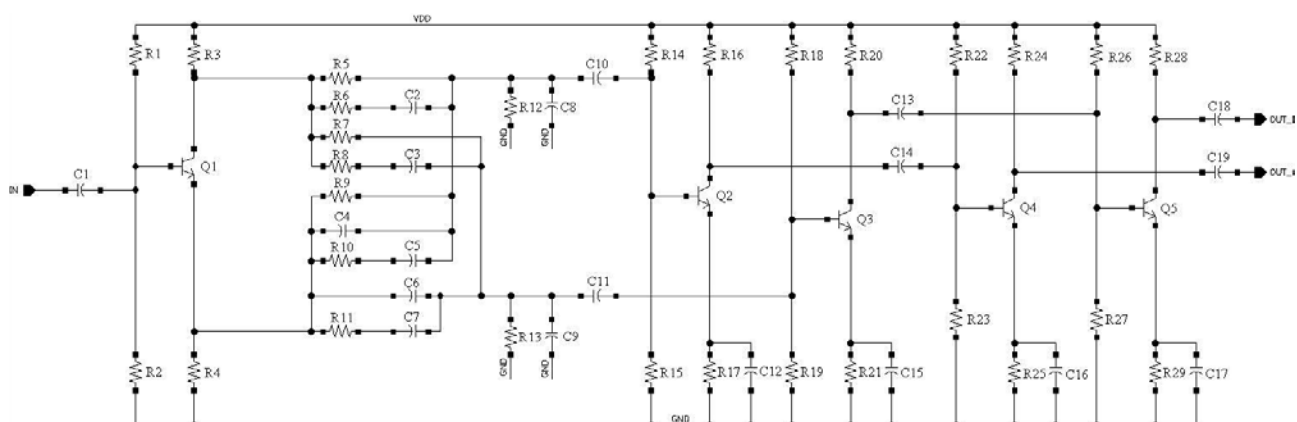


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная фазовращателя диапазона 1...1.8 ГГц

Входной каскад построен на транзисторе $Q0$ ($A_E = 0.07 \times 0.9$ $\mu\text{м}^2$), включенном по схеме с ОЭ. Рабочая точка транзистора задается резисторами $R1...R4$. Рабочая точка транзистора $Q0$ выбрана таким образом, чтобы обеспечивать оптимальную плотность коллекторного тока J_{onm} (фабрика-производитель рекомендует $J_{onm} = 3$ мА для $A_E = 0.07 \times 0.9$ $\mu\text{м}^2$), при котором достигаются максимальные значения частоты единичного усиления транзистора и коэффициента усиления по току. Помимо буферизации входной усилитель выполняет преобразование сигнала в дифференциальную форму. Выходные дифференциальные составляющие сигнала проходят фильтрацию всепропускающим фильтром, построенном на резисторах $R5...R11$ и конденсаторах $C2...C7$. Фильтрующая секция представляет собой всепропускающий фильтр или фазовый эквалайзер, построенный по структуре решетчатого фильтра. Фильтр сохраняет заложенные характеристики при равенстве импедансов цепей, подключенных к входу и выходу фильтра. Фильтр сводит разницу фаз дифференциальных сигналов в рабочей полосе частот к необходимому значению – 90° на границах рабочего диапазона частот. Величины компонентов подобраны таким образом, чтобы выходные сигналы фазовращателя отстояли друг от друга на 90° , также номиналы элементов были скорректированы после разработки топологического описания фазовращателя с учетом влияния последующих усилительных каскадов и паразитных компонентов. Также к выходу фильтра подключена RC -цепь, состоящая из $R12...R13$ и $C8, C9$, которая позволяет согласовать фильтр по выходу в рабочем диапазоне частот с целью сохранения рабочих условий для фильтра в широкой полосе частот. Конденсаторы $C10$ и $C11$ установлены для развязки каскадов по постоянному току. Режимы работы транзисторов $Q2$ и $Q3$ выбраны исходя из стремления минимизировать ошибку коэффициентов усиления квадратур в диапазоне частот 1...2 ГГц.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Проведенное компьютерное моделирование разработанного фазовращателя, результаты которого приведены на рис. 4 и рис. 5, демонстрируют малую неравномерность коэффициен-

тов усиления и сдвига фаз квадратурных выходов. На рис. 4.а можно видеть свойственный для фазовращателей подобной структуры (на основе полифазных и решетчатых фильтров [10]) высокий коэффициент шума, который может стать ограничивающим фактором с точки зрения чувствительности всей системы в целом.

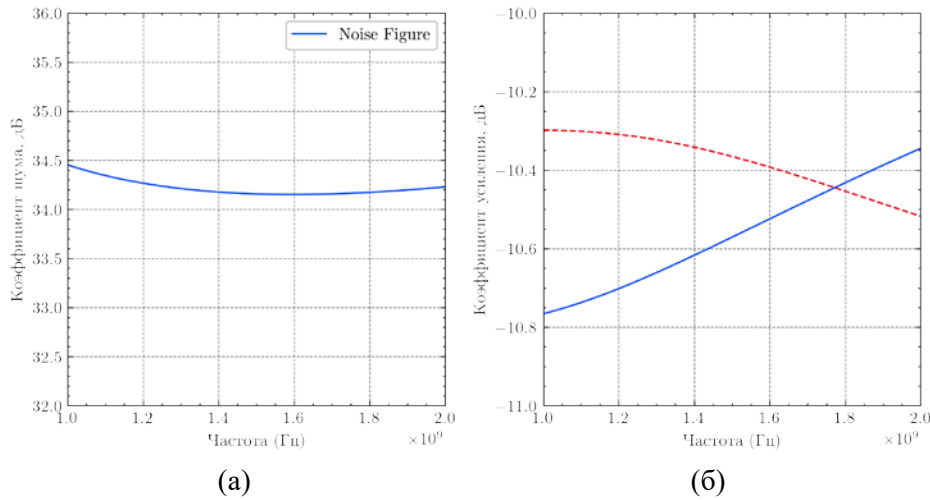


Рис. 4. Результаты моделирования фазовращателя на основе всепропускающего решетчатого фильтра: (а) коэффициент шума и (б) коэффициенты усиления квадратурных выходов

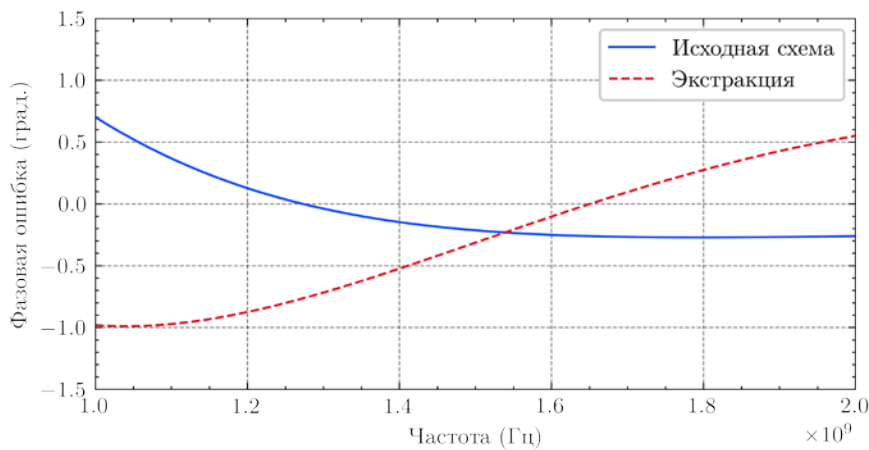


Рис. 5. Результаты моделирования величины фазовой ошибки формирования квадратур

В результате компьютерного моделирования частотного дискриминатора диапазона 1...1.8 ГГц были получены зависимости величины ошибки оценки частоты, представленные на рис.6.а и рис. 6.б для трактов частотного дискриминатора, построенного на идеализированных моделях узлов частотного дискриминатора за исключением фазовращателя, и для дискриминатора, построенного на моделях, построенных на приближенных к реальным компонентах соответственно. Результаты, представленные на рис. 6.а, демонстрируют, что величина ошибки оценки частоты не превышает 8 МГц во всем частотном диапазоне. Рис. 6.б явно показывает необходимость дальнейшей оптимизации структуры и характеристик ключевых узлов частотного дискриминатора, в особенности фазовые соотношения между сигналами и групповое время задерживания как основных источников возникновения ошибок оценки частоты.

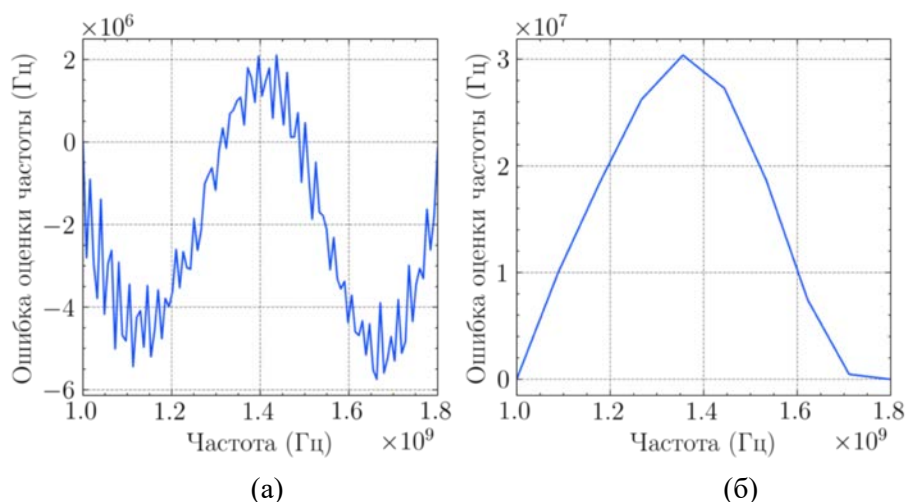


Рис. 6. Результаты компьютерного моделирования тракта частотного дискриминатора диапазона 1...1,8 ГГц с (а) использованием идеальных моделей остальных узлов тракта частотного дискриминатора и (б) использованием моделей СФ-блоков остальных узлов тракта дискриминатора

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Характеристики разработанного фазовращателя и ряда современных интегральных фазовращателей приведены в табл. I.

Таблица 1

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

	Разработанный фазовращатель	[10]	[11]	[12]
Структура	Полифазный	Полифазный	Полифазный	Линия передачи
Коэффициент шума, дБ	34.2...34.5	~27	–	1.2
Диапазон частот по КУ, ГГц	–	6.5...14.5	0.6...2.8	1.6...2.45
Диапазон частот по сдвигу фазы, ГГц	1...2	6.5...14.5	0.6...2.8	1.43...2.57
Потребляемая мощность	108.4 мВт @ 2.5 В	133 мВт @ 3.3 В	54 мВт @ 3 В	–
Занимаемая площадь	0.205x0.435 мм	1.6x0.4 мм	2 мм ²	~ 90x50 мм
Максимальная ошибка сдвига фаз, град.	1	2.1 ^{RMS}	2.5	5
Максимальная ошибка усиления, дБ	0.58	0.5 ^{RMS}	0.17	0.3

Разработанный фазовращатель демонстрирует наименьшую фазовую ошибку в рабочем диапазоне частот.

В качестве направлений для дальнейших исследований можно выделить следующие задачи:

- оценка влияния отклонений характеристик фазовращателя на оценку частоты частотного дискриминатора фазового типа с многовыводной линией задержки;
- влияние неравномерностей характеристики группового времени задержки СФ-блоков на производительность системы оценки частоты.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе описано влияние интегрального фазовращателя в тракте сверхширокополосного частотного дискриминатора 1...1.8 ГГц. Ключевые характеристики приемника оценки частоты фазового типа во многом ограничиваются развитием фазовращателей интегрального исполнения с малой занимаемой площадью. Существует множество пассивных и полуактивных реализаций сверхширокополосных фазовращателей на основе направленных ответвителей [13,14], нагруженных линий [15,16] и фильтровых структур [12]. При этом представленные на данный момент и перечисленные выше методы создания необходимого фазового сдвига из-за большой занимаемой площади катушками индуктивности не удовлетворяют ключевому условию реализации системы оценки частоты с высокой степенью интеграции. Разработанный фазовращатель обеспечивает максимальное отклонение оценки частоты менее 1% от полосы тракта дискриминатора 1...1.8 ГГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Malki A., Deeb H., Yazbek K. 2 to 4 GHz Frequency Discriminator for RF Front-End Instantaneous Frequency Measurement Receivers // Progress In Electromagnetics Research C. 2017. Vol. 73. P. 27–36.
2. Design and analysis of a novel instantaneous frequency measurement module based on the interferometer phase-comparison method. Qingdao, China: IEEE, 2015. P. 948–952.
3. Frequency Measurement Technology - Ignacio Llamas-Garro, Jung-Mu Kim, Marcos Tavares De Melo - Google Books [Electronic resource]. URL: https://books.google.ru/books?hl=en&lr=&id=mKN5DwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PR5&dq=info:WNcPwsZHglgJ:scholar.google.com&ots=ht7pucypEe&sig=YGpxrekVFcjbrC0hGE2XWTGa-b8&redir_esc=y#v=onepage&q&f=false (accessed: 28.03.2021).
4. de Oliveira B.G.M. et al. A new coplanar interferometer for a 5-6 GHz instantaneous frequency measurement system // SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference Proceedings. IEEE, 2009. P. 591–594.
5. Goavec A. et al. Instantaneous frequency measurement for IR-UWB signal in CMOS 130 nm // 2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS 2016. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2017. P. 157–160.
6. Pagani M. et al. Low-error and broadband microwave frequency measurement in a silicon chip // Optica. The Optical Society, 2015. Vol. 2, № 8. P. 751.
7. Keshani S. et al. Digital Processing for Accurate Frequency Extraction in IFM Receivers // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. IEEE, 2020. Vol. 69, № 9. P. 6092–6100.
8. Choi W. et al. Digital frequency discriminator(DFD) error improvement by LO leakage compensation // European Microwave Week 2014: “Connecting the Future”, EuMW 2014 - Conference Proceedings; EuRAD 2014: 11th European Radar Conference. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2014. P. 577–580.
9. A NEW LOW COST INSTANTANEOUS FREQUENCY MEASUREMENT SYSTEM // Progress In Electromagnetics Research M. 2017. Vol. 59. P. 171–180.
10. Fujiwara T., Shimozawa M. Broadband and Highly Accurate X-Band Vector-Sum Phase Shifter Using LC-Type Power Splitter // EuMIC 2018 - 2018 13th European Microwave Integrated Circuits Conference. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018. P. 122–125.

11. Xu Y., Xia J., Boumaiza S. A 0.6-2.8GHz CMOS RF vector multiplier with low RMS magnitude and phase errors and high P1dB // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2017. P. 2015–2017.
12. Qiu L.L., Zhu L. Dual-Band Filtering Differential Phase Shifter Using Cascaded Wide-band Phase Shifter and Bandstop Network with Two Same Phase Shifts // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. Vol. 31, № 3. P. 261–264.
13. Wu Y. et al. A 6-bit Active Phase Shifter with Quadrature Outputs. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2021. P. 1–4.
14. Zhang J. et al. A 8-12 GHz Vector-Sum Phase Shifter Using a Marchand Balun and Gilbert-Cell Structure // 2018 14th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, ICSICT 2018 - Proceedings. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018.
15. Liu H. et al. A broadband power divider with 90 degree phase shifter // 2019 Photonics and Electromagnetics Research Symposium - Fall, PIERS - Fall 2019 - Proceedings. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. P. 2634–2637.
16. Yeung S.H. et al. A multisection phase correcting network for broadband quadrature power splitter design // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2013. Vol. 23, № 9. P. 468–470.

УДК 621.396.677.51

РАЗРАБОТКА АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ И АНТЕННОГО ЭЛЕМЕНТА ДЛЯ ПАССИВНОГО КАНАЛА ПЕЛЕНГАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

DEVELOPMENT OF AN ANTENNA SYSTEM AND AN ANTENNA ELEMENT FOR A PASSIVE DIRECTION FINDER CHANNEL OPERATING IN A WIDE FREQUENCY BAND

Н. В. Коробейников

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

N. V. Korobeynikov

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Рассматривается конструкция и радиотехнические характеристики малогабаритной логопериодической зигзагообразной антенны (ЛПЗА), а также антенной системы для пассивного канала пеленгатора, работающей в широкой полосе частот. Приведен анализ процесса проектирования и моделирования возможных конструкций с различными вариантами исполнения. Показана сходимость данных, полученных расчетным путем, с экспериментом.

Ключевые слова: антенная система, логопериодическая зигзагообразная антенна, пассивный канал пеленгатора, математическое моделирование, радиопрозрачный обтекатель.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время большим спросом пользуются новые современные системы пеленгации, в которых, как правило, многое зависит от антенной части, ведь именно она определяет рабочий диапазон и габариты изделия. В данной работе поставлена цель: разработка антенной системы (АС) пассивного канала пеленгатора, работающей в широкой полосе частот и размещенной в ограниченном объеме объекта носителя, под многослойным обтекателем объекта, а также разработка малогабаритной сверхширокополосной логопериодической зигзагообразной антенны.

В большинстве случаев сложность проектирования заключается в том, что при наборе максимальной скорости при полете температура на внешней обшивке объекта носителя достигает очень высоких температур. К примеру, в рамках рассматриваемой НИР это значение может достигать значений 900°C и более. Для работы в таких условиях необходим специальный многослойный обтекатель, в котором каждый из слоев имеет свою диэлектрическую проницаемость, вследствие чего электромагнитная волна несколько раз искажается и переотражается на пути распространения, что, разумеется, приводит к ухудшению пеленгационных характеристик.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основная задача, решаемая при проектировании и отработке варианта антенной системы, заключалась в определении типа антенны, вычислении углов и мест установки антенн в выделенном объеме отсека и обеспечении требуемых ошибок пеленгации системы при всех возможных углах обзора и принимаемой поляризации сигнала.

По требованиям технического задания требовалась разработка антенного элемента и размещение антенной системы пеленгатора в двух вариантах исполнения.

Сложность задачи состоит в создании такой антенны, которая бы подходила по массогабаритным характеристикам в проектируемом изделии и работала в необходимом диапазоне частот.

Требования к антенне:

- перекрытие по частоте 20;
- КСВН, не более 3.5;
- ширина ДН по уровню минус 3 дБ, не менее 40° ;
- поляризация – линейная;
- коэффициент усиления, не менее 3дБ;
- масса, г., 100, не более
- высота антенны, 60 мм, не более;
- длина антенны, 180 мм, не более;
- волновое сопротивление, 50 Ом.

Также необходимо разместить разработанную антенну в ограниченном объеме проектируемого изделия и свести к минимуму влияние радиопрозрачного обтекателя (РПО) на работу системы.

III. ТЕОРИЯ

Проектирование антенны было разбито на несколько этапов:

–Анализ литературы и выбор типа антенны, подходящего по радиотехническим и массогабаритным характеристикам.

–Расчет излучающей структуры и согласования с питающей линией для определенного диэлектрика [1].

–Предварительная прорисовка зигзага (по расчетам) в программе « КОМПАС 3D».

–Импортирование эскиза в программу трехмерного электродинамического проектирования HFSS.

–Моделирование, в процессе которого была проведена параметризация излучающей структуры по ширине, толщине и углу наклона, а также выбор оптимального материала платы (ФАФ-4Д). Также отработано согласование с питающей линией (кабелем 50 Ом), внешний вид представлен на рис.1.

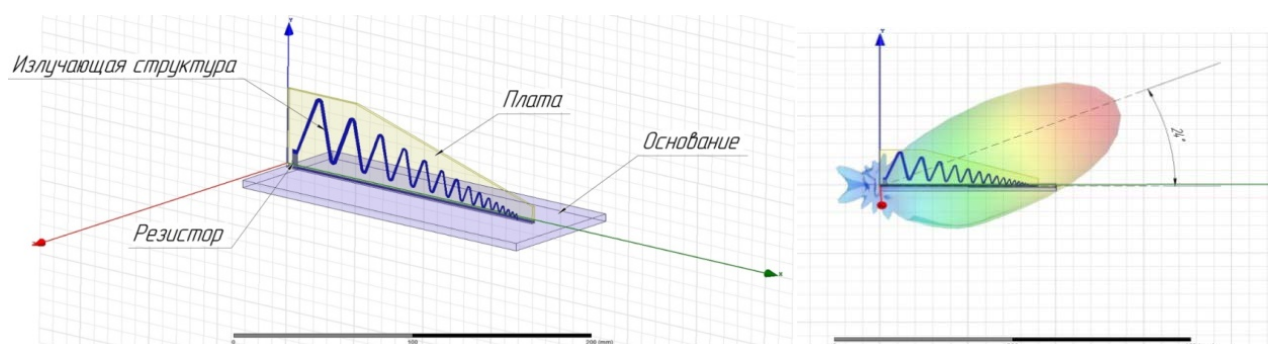


Рис. 1. Внешний вид антенны, форма и угол наклона диаграммы направленности антенны на средней частоте

Расчетные значения коэффициента усиления (КУ, дБ) и КСВН соответствуют требованиям ТЗ практически во всем рабочем диапазоне частот. Отличные от ТЗ результаты радиотехнических характеристик (РТХ) в нижней части диапазона обуславливаются тем, что расчет антенны произведен без рефлекторной стенки, которая формирует ДН на нижних частотах. В проектируемом изделии антенна размещается таким образом, что роль рефлектора выполняет стенка корпуса и металлический шпангоут обтекателя изделия.

Далее был собран макет антенны (рис. 2), питание осуществлялось через кабель РК-50-1,5-22, с одной стороны у которого распаян разъем «град» (тип IX вилка), а с другой стороны 90° переход, который крепится к основанию антенны. Произведена пайка центральной жилы 90° разъема к первому (наименьшему) изгибу зигзага и резистора номиналом 180 Ом к последнему (наибольшему) изгибу зигзага.

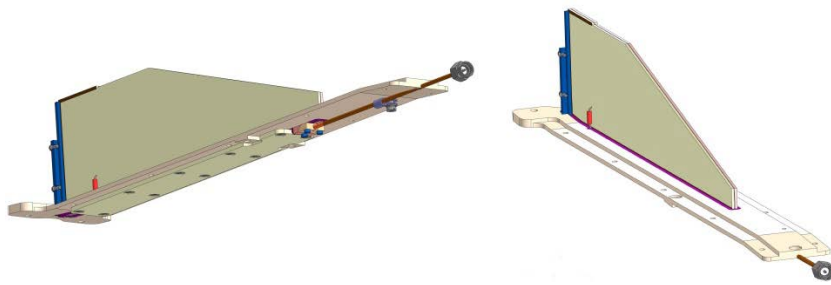


Рис. 2. Внешний вид макета антенны

Измерения макета проводились в безэховом помещении, на автоматизированном измерительно-вычислительном комплексе производства компании «ТРИМ». На рис. 3-6 представлены полученные экспериментальные характеристики, наблюдается хорошая сходимость расчетных и экспериментальных данных.

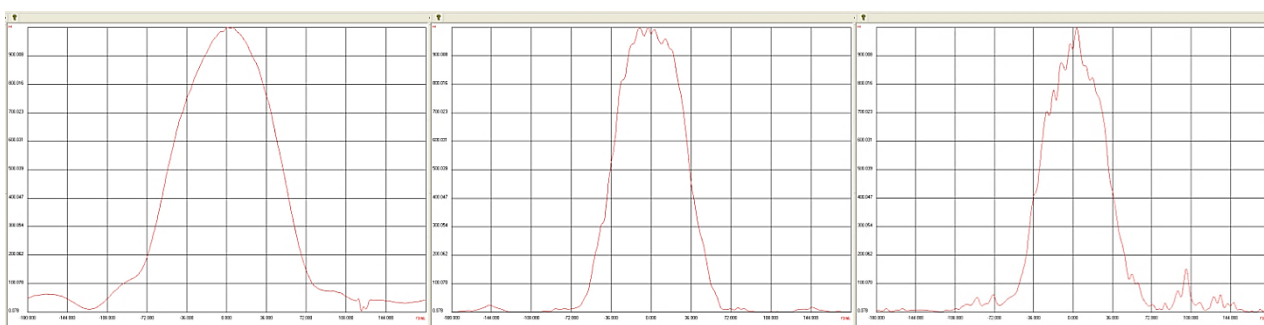


Рис. 3. Диаграмма направленности макета ЛПЗА на F_n , F_{cp} , F_b в азимутальной плоскости

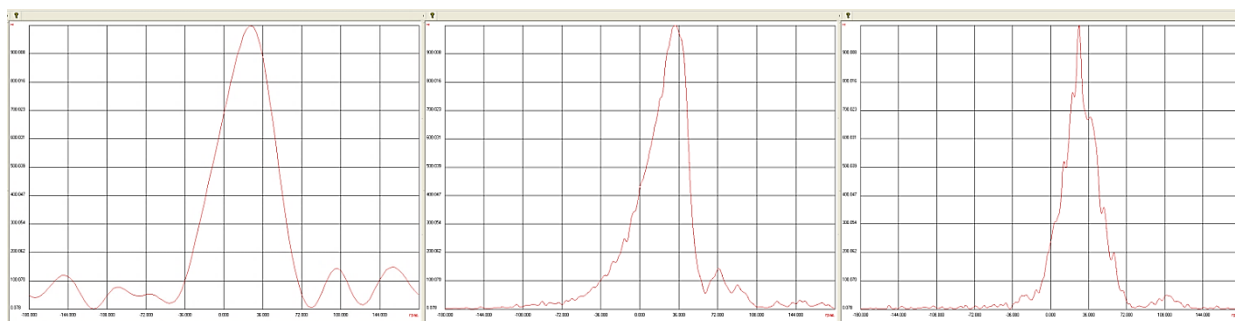


Рис. 4. Диаграмма направленности макета ЛПЗА на F_n , F_{cp} , $F_{bв}$ тангажной плоскости

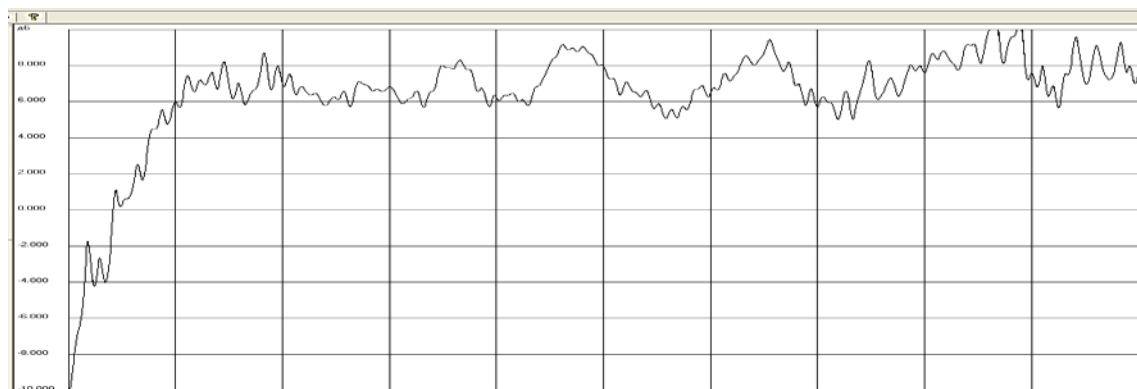


Рис. 5. Коэффициент усиления антенны, дБ

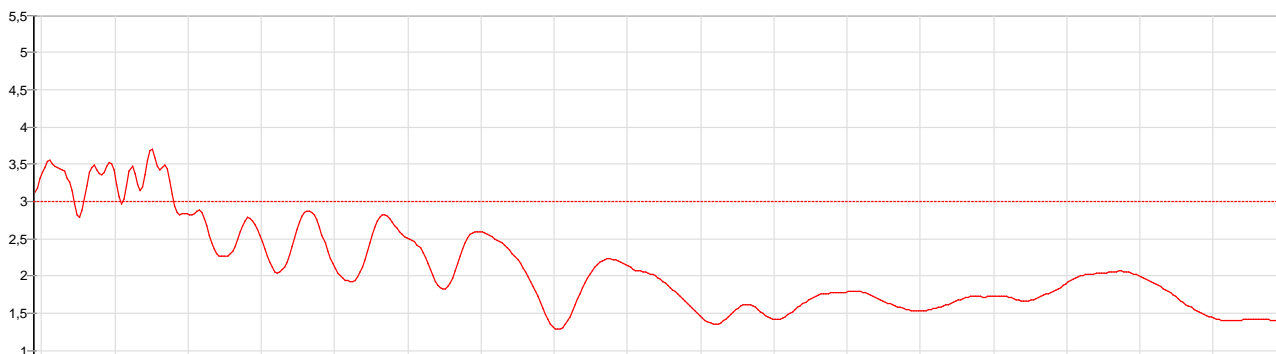


Рис. 6. КСВН антенны

Проектирование антенной системы. Следующий шаг – размещение антенных элементов в ограниченном объеме объекта носителя, под несколькими слоями радиопрозрачного обтекателя. Углы расположения и количество антенн были определены в ТЗ от комплексного отдела, основная задача стояла в поиске такого размещения, где влияние металлических частей конструкции объекта были минимальны.

На первом этапе проектирования антенной системы был опробован еще один вариант с логопериодическими антеннами (ЛПА) (рис. 7), но габариты ЛПА позволили разместить их только параллельно внутренней стенке обтекателя, то есть ориентируя их на работу на горизонтальной поляризации. Первые расчеты показали, что при таком положении наблюдается значительное влияние стенки РПО на распространение электромагнитной волны и пеленгационная характеристика формируется только в нижней части рабочего диапазона частот.

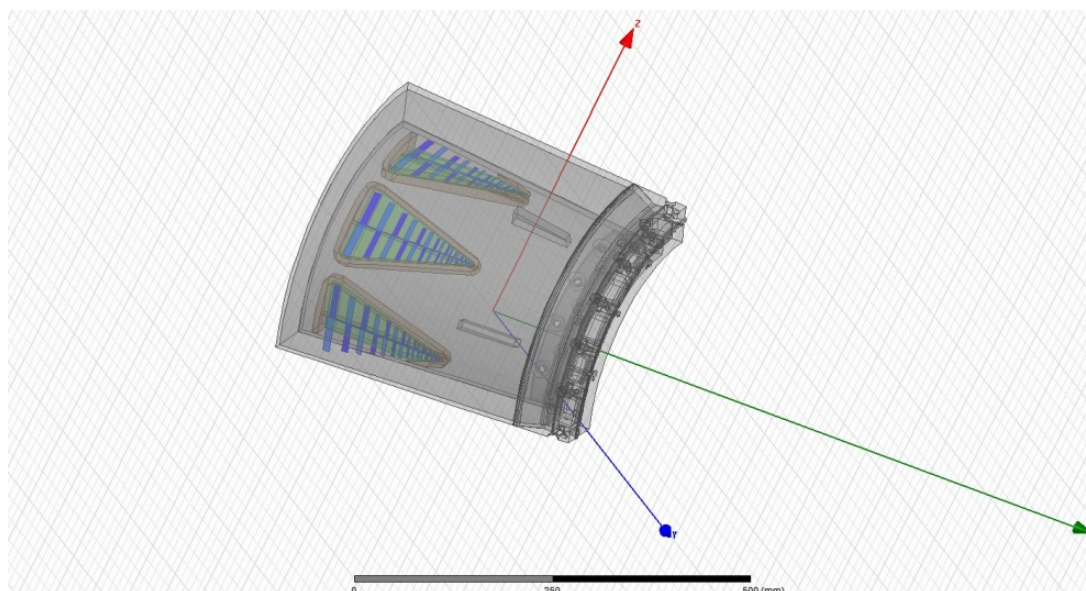


Рис. 7. Логопериодические антенны на усеченном конусе, размещенные в отсеке №2

Логопериодические зигзагообразные антенны (ЛПЗА) со сравнительно маленькими габаритами получилось разместить перпендикулярно стенке обтекателя, на усеченном металлическом конусе (рис. 8), что позволило работать с волной, проходящей через многослойную стенку с минимальными потерями.

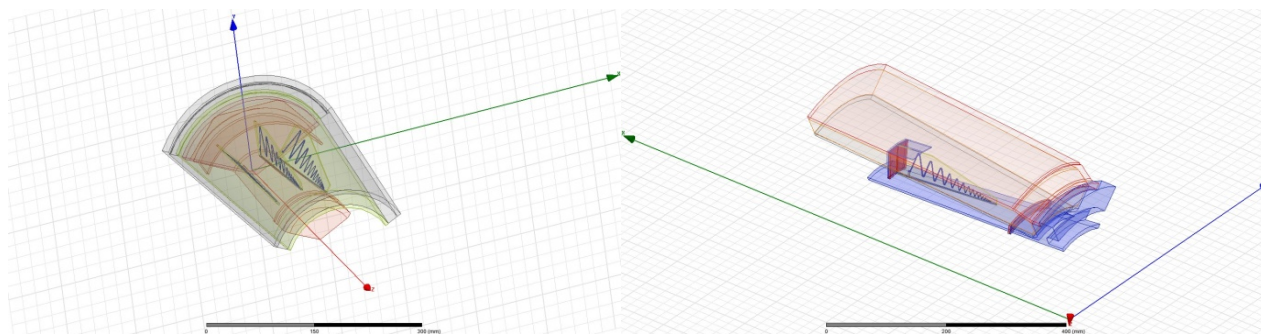


Рис. 8. Логопериодические зигзагообразные антенны на усеченном конусе, размещенные в отсеке № 1, 2

Прорисованные варианты исполнения (рис. 8) были рассчитаны в среде электродинамического моделирования HFSS, полученные результаты в виде набора векторов напряженности электромагнитного поля были переданы специалистам в комплексный отдел для вычисления ошибок пеленгации и проверки достоверности определения угла наклона поляризации.

После первых расчетов был получен неудовлетворительный результат в области нижних рабочих частот - из-за малого расстояния между антеннами электромагнитная волна переотражается от соседних антенных элементов. Еще один фактор, влияющий на правильную работу на нижних частотах, - это неоптимальная высота последнего вибратора зигзагообразной антенны (эта высота была выбрана исходя из технических требований к габаритам антенны). Недостаток этого размера был скомпенсирован общим для всех антенн козырьком, который работает как уголкового антенна, принимая электромагнитную волну под необходимым углом.

Значительное влияние на работу антенной системы оказали отраженные от металлических частей конструкции объекта электромагнитные волны, а также поверхностные токи, возникающие на стенках обтекателя. Чтобы исключить их воздействие на работу антенн, был применен радиопоглощающий материал, который сгладил форму диаграммы направленности и уменьшил уровень боковых лепестков.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Полученные результаты были далеки от требуемых, начался процесс отработки различных исполнений размещения, а именно углов расположения антенн и использование общего заднего козырька. Таким образом, к концу первого этапа проектирования появился вариант размещения с удовлетворительными пеленгационными характеристиками, который было решено согласовывать с предприятием – заказчиком.

При отработке размещения АС в варианте исполнения №1 положительных результатов удалось достичь, только видоизменив предложенный внутренний слой из стеклопластика (полусферический экран, обеспечивающий оптимальный режим работы при нагреве). Вариант размещения в отсеке №1, по согласованию с предприятием-заказчиком, было решено отработать только расчетным методом и считать его не основным вариантом размещения.

За основной вариант пассивного канала пеленгатора принят вариант исполнения №2. Итоговый вариант размещения представлен на рис. 9.

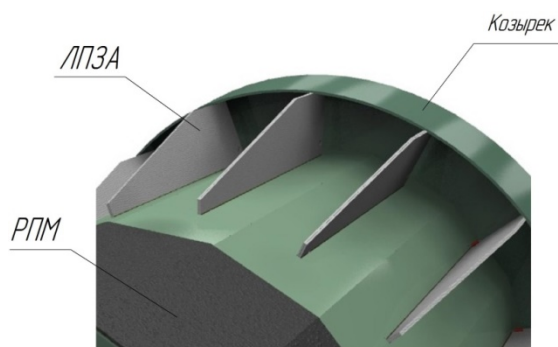


Рис. 9. Логопериодические зигзагообразные антенны, размещенные в отсеке № 2

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В результате НИР был спроектирован и изготовлен макет антенной системы, удовлетворяющий требованиям ТЗ, проведены экспериментальные измерения, в ходе которых были получены пеленгационные характеристики с минимальными ошибками. Размещение антенной системы согласовано с предприятием-заказчиком, подготовлены комплект конструкторской документации и техпроцесс изготовления. По результатам данной работы можно сделать вывод, что весь процесс проектирования, начиная от выбора типа антенны и заканчивая ее размещением, зависит главным образом от габаритов изделия и материала РПО.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы рассмотрен алгоритм проектирования антенного элемента и антенной системы для работы в составе канала пассивного пеленгатора. Приведен пример размещения в ограниченном объеме объекта-носителя с учетом влияния радиопрозрачного обтекателя. Результатом данной работы можно считать не только разработанное изделие, но и отработанный процесс создания антенны и антенной системы. Подтверждена хорошая сходимость результатов электродинамического моделирования с экспериментальными данными, тем самым позволяя отработать проектируемое изделие еще на стадии его расчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сверхширокополосные антенны. Перевод с англ. под ред. Бененсона Л. С. - М.: Мир.- 371 с.
2. Боровик И.А., Коробейников Н.В. Широкополосная логопериодическая зигзагообразная антенна // Сборник научных трудов всероссийской научно-технической конференции. – СПб.: ЛЭТИ, 2019. – С.131-135.
3. Ротхаммель К. Энциклопедия антенн. Перевод с нем. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 812 с.
4. Неганов, В. А. Устройства СВЧ и антенны. Часть 1. Проектирование, конструктивная реализация, примеры применения устройств СВЧ / В.А. Неганов, Д.С. Ключев, Д.П. Табаков. – М.:Ленанд, 2015. – 608 с.

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОЧНОСТИ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

DESIGN OF TUNABLE BANDPASS FILTER WITH HIGH BREAKDOWN VOLTAGE

Ю. А. Костычов¹, Ю. А. Феофилактов²

¹Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники)

²ОАО ОмПО «Радиозавод им. А.С. Попова» (РЕЛЕРО), 644009, Россия, Омская область,
Омск, ул. 10 лет Октября 195.

Y. A. Kostychov¹, Y. A. Feofilaktov²

¹Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics)

²Omsk Manufacturing Association named after A.S. Popov, 644009, Russian Federation,
Omsk region, Omsk, 10 let Oktyabrya Str., bldg.195

Аннотация: В настоящей статье проанализированы способы повышения электрической прочности полосно-пропускающих перестраиваемых фильтров и сформулирован метод обеспечения оптимальной. Приведены результаты апробации метода, обеспечивающего повышения уровня подводимой к фильтру мощности.

Ключевые слова: перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр, электрическая прочность.

I. ВВЕДЕНИЕ

При организации теле- и радиовещания, построении радиорелейных и других радиолиний в диапазоне от 80 до 3000 МГц широко применяются полосно-пропускающие перестраиваемые фильтрующие устройства (ППФ):

- для защиты приемного тракта от внеполосных сигналов и помех;
- для подавления интермодуляционных составляющих сигнала передатчика;
- для изоляции приемного тракта от передающего.

Потребности в увеличении скорости передачи информации, среди прочего [1], обуславливают рост мощности передающих устройств, что требует увеличения электрической прочности и минимизации вносимых потерь ППФ. Таким образом, построение ППФ для приемопередающих устройств средней и большой мощности (от 100 до 1000 Вт и более) на базе МЭМС [2], варикапов [3, 4], рin-диодов, гиромагнитных СВЧ-резонаторов и т.п. не может быть реализовано ввиду высоких уровней подводимых к фильтру сигналов. Соответственно исследование способов повышения электрической прочности ППФ, построенных как квазиполиномиальный фильтр на базе связанных коаксиальных резонаторов [5, 6], является задачей актуальной.

В настоящее время растущие требования к массогабаритным характеристикам ППФ, а также к простоте и оперативности перестройки обуславливают применение коаксиальных

резонаторов укороченных емкостью, индуктивностью или ими обеими. Поэтому в настоящей статье рассмотрены способы повышения электрической прочности ППФ на коаксиальных резонаторах, укороченных емкостью и индуктивностью, которые могут быть обобщены на прочие конструкции ППФ (в частном случае рассмотрен квазиполиномиальный ППФ 4-ого порядка с характеристикой, близкой к Чебышевской).

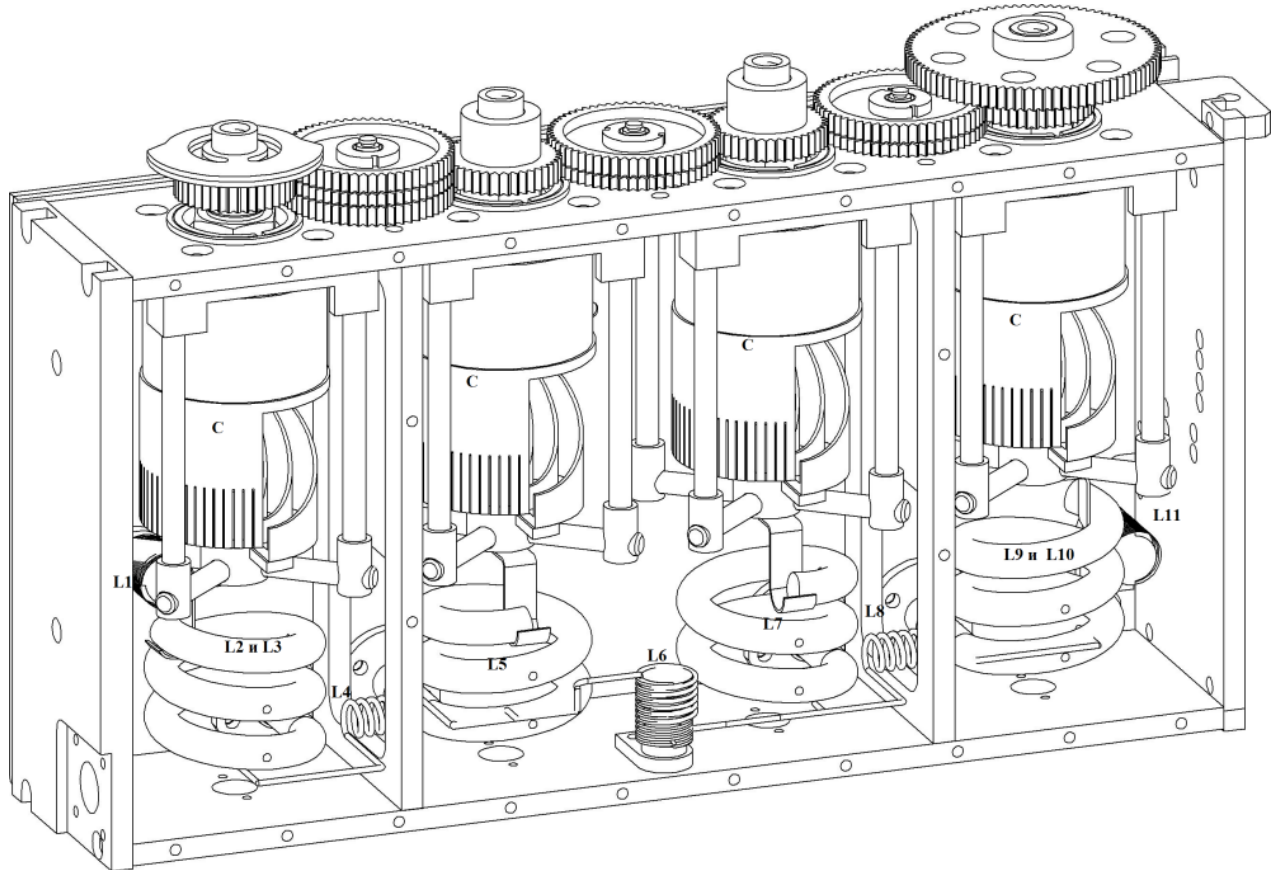


Рис. 1. Модель ППФ 4-ого порядка с обозначениями элементов, соответствующими схеме рис. 2 (размеры не более чем 225x125x50 мм)

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В [7] рассмотрены оптимальные, в смысле минимальных вносимых потерь, способы организации связи коаксиальных резонаторов с нагрузкой (т.н. включения резонатора). Настоящая статья посвящена анализу и выработке рекомендаций по конструированию ППФ на коаксиальных резонаторах, оптимальных в смысле максимизации электрической прочности, минимизации загрузки составных частей по реактивной мощности при допустимом росте вносимых потерь.

III. ТЕОРИЯ

Укорочение резонатора емкостными и индуктивными элементами позволяет анализировать ППФ как колебательную систему с сосредоточенными (в некоторых случаях полураспределенными [7]) постоянными (см. рис.2).

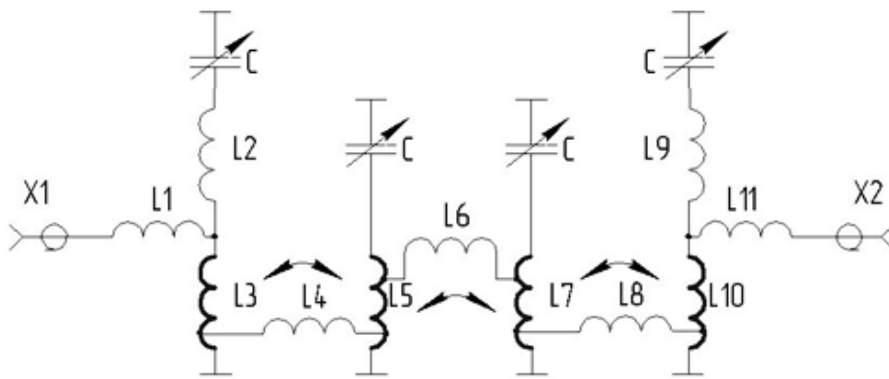


Рис. 2. Принципиальная схема ППФ 4-ого порядка с индуктивными связями

Максимальные суммарные накапливаемые энергии в индуктивных и емкостных элементах ППФ могут быть выражены как [8]:

$$W_L + W_C = 2 \cdot P(|\rho|^2 \tau_1 + |H|^2 \tau), \quad (1)$$

где P – подводимая к ППФ мощность; W_L , W_C – энергии по индуктивным и емкостным элементам ППФ соответственно; ρ – коэффициент отражения; H – коэффициент передачи; τ – групповое время задержки (ГВЗ) ППФ; τ_1 – групповое время задержки коэффициента отражения.

Для высоких уровней согласования ППФ с трактом (КСВ не более 1,5) значения квадратов модулей коэффициентов отражения и передачи стремятся к нулю и единице соответственно. Наиболее уязвимыми к электрическому пробое являются переменные емкостные элементы (рис.3) конструкции ППФ, обеспечивающие его перестройку по частоте. С учетом укорочения резонаторов баланс мощностей между индуктивными и емкостными элементами ППФ изменяется в рабочем диапазоне и максимальную энергию в последних можно записать как [8]:

$$W_C(f) = g(f) \cdot P \cdot \tau(f) = \frac{W_C(f)}{W_L(f)} \cdot P \cdot \tau(f) \quad (2)$$

где g – соотношение энергий W_C и W_L , развиваемых в емкостных и индуктивных элементах фильтра соответственно, обусловлено не только способом построения ППФ как квазиполиномиального фильтра, но и выполнением цепей связи резонаторов с нагрузкой. Соответственно при равном распределении между N резонаторами ППФ реактивная мощность, развиваемая в емкостных элементах одного резонатора, выражена как

$$Pr = 2\pi \cdot f \cdot W_C / N = g(f) \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau \cdot P / N \quad (3)$$

Вообще резонаторы загружены реактивной мощностью пропорционально распределению (близкому Чебышевскому) нормированных Y параметров [9] (для ППФ 4 порядка неравномерность распределения Y параметров составляет 1,7).

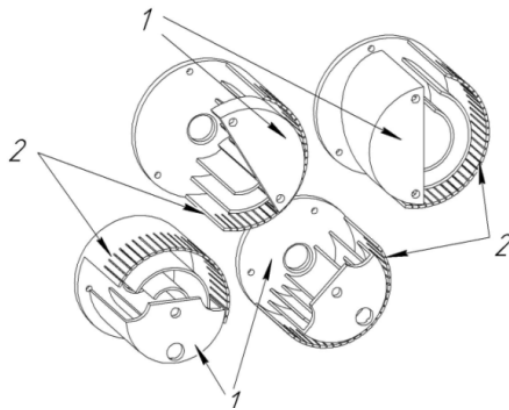


Рис. 3. Внешний вид переменных емкостных элементов ППФ:
1 – статор, имеющий гальванический контакт с корпусом; 2 – ротор
(сверху зазор «ротор-статор» составляет 1,8 мм, снизу – 1,5 мм)

Также реальная нагрузка по мощности возрастает пропорционально КСВ нагрузки ППФ [1]. Таким образом, емкостные части конструкции ППФ (с емкостью C) при работе на фидерный тракт с КСВ равным K окажутся под действующим напряжением Ur :

$$Ur = \sqrt{K \cdot g(f) \cdot Y \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau \cdot P \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot N}} = \sqrt{\frac{g(f) \cdot Y \cdot K \cdot \tau \cdot P}{C \cdot N}} \quad (4)$$

Напряженность поля в зазоре «ротор-статор» d под напряжением Ur : $E=Ur \cdot \alpha/d$, где α – коэффициент, учитывающий влияние на создаваемую напряженность поля реальной конструкции «ротор-статор» (обострители, кромки и т.п.)

На частоте f при подводимой к ППФ мощности P амплитудное значение напряженности поля E в зазоре d «ротор-статор» выражено формулой (частотная зависимость напряженности обусловлена изменением ГВЗ τ с частотой):

$$E(f) = \frac{\alpha}{d} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot g(f) \cdot Y \cdot K \cdot \tau(f) \cdot P}{C \cdot N}} \quad (5)$$

Амплитудное значение напряженности пробоя воздуха $E_{пр}$ вообще имеет частотную зависимость и определено внешними воздействиями: пониженным давлением и пр. [1, 10]. Значение создаваемой напряженности поля E не должно превышать значение $E_{пр}$ (4230 В/мм для нормальных условий).

Анализ материалов упомянутых источников [1, 8, 10] и формул (1-5) показывает, что развиваемая напряженность в элементах ППФ определена тремя факторами:

- А) геометрией составных частей (острыми краями, обострителя и т.п.);
- Б) энергетическими характеристиками: ГВЗ (отражает более полно и даёт частотную зависимость) или нагруженной добротностью;
- В) равномерностью распределением энергии между составными частями (соотношение W_L и W_C).

На схеме рис. 2 отражено, что каждый из резонаторов шунтирован последовательным контуром, что изменяет распределение энергии в резонаторе. Последовательный контур включает емкость переменного конденсатора С (от 5 для f_b до 15 пФ для f_n) и его собственную паразитную индуктивность, а также участок, укорачивающей индуктивности от места включения (для крайних резонаторов L2 и L9). Далее рассмотрены полное (L2 и L9 отсутствуют) и частичное включения (L2, L9 - виток, L3, L10 – полтора витка) резонатора. Для сохранения ширины полосы пропускания при изменении места включения изменяется и номинал индуктивностей связи.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для одного резонатора был экспериментально определен коэффициент α для конкретной конфигурации «ротор-статор» при зазоре 1,5 мм путем повышения подводимого действующего низкочастотного напряжения (с помощью пробойной установки на частоте 50 Гц) до пробойного, его фиксации с последующим вычислением коэффициента α . Действующее напряжение пробоя для зазора «ротор-статор» 1,5 мм составило 2600 В (в коаксиальном положении «ротор-статор», соответствующем нижней частоте полосы перестройки ППФ – полном введении друг в друга) и 2900 В (для верхней частоты полосы перестройки ППФ). Поскольку действующее значение напряженности пробоя воздуха составляет 3000 В/мм [1] (4230 В/мм – амплитудное значение), в зазоре 1,5 мм «ротор-статор», учитывая формулу (5), для настоящей конструкции коэффициент α был определен равным $1,73 \div 1,55$ (далее в расчетах взято среднее значение $\alpha = 1,65$).

На рис. 4.а, 4.б приведены результаты измерений опытного образца ППФ 4-ого порядка в диапазоне частот от f_n (150 МГц) до f_b (250 МГц): КСВ, вносимые потери (коэффициента передачи S21, дБ) и ГВЗ (нс) при полном включении. Результаты испытаний и аналитических расчетов для полного и частичного включений ППФ на электрическую прочность при подведении мощности до 210 Вт приведены в табл. 1.

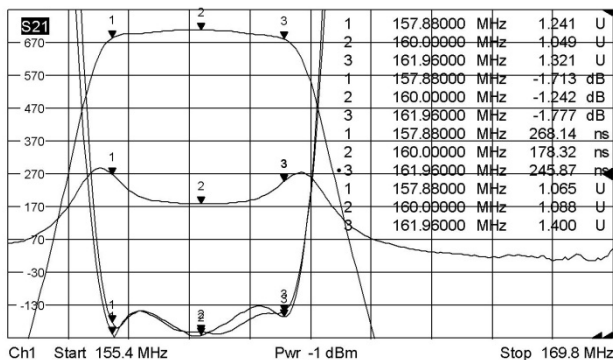


Рис. 4.а Результаты измерений на частоте f_n

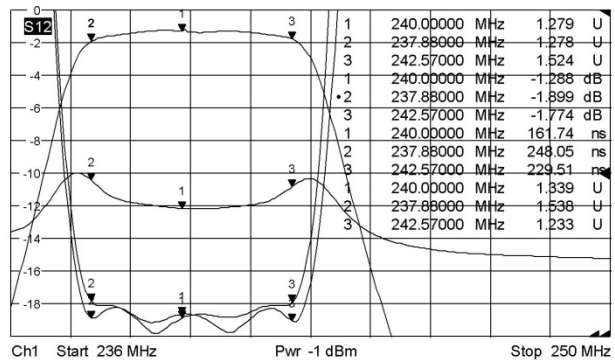


Рис. 4.б Результаты измерений на частоте f_b

Пробой воздушного зазора «ротор-статор» определялся в ходе экспериментов по подведению ступенчато повышаемой мощности на частотах f_n и f_b . Фиксирование пробоя воздушного зазора проводилось посредством звукового (звука разряда), визуального (обнаружения «точек» и пятен нагара от разряда см. рис.5) наблюдения и контроля подводимой мощности (ее снижения при пробое).

Пробой был зафиксирован для частичного включения на частоте f_v при мощности 170 Вт, на частоте f_n , а также для полного включения на частотах f_n и f_v пробой не был зафиксирован при повышении мощности вплоть до 210 Вт (КСВ нагрузки 2,0).

Таблица 1

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ППФ НА ЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОЧНОСТЬ. ОТМЕЧЕНА МОЩНОСТЬ ПРОБОЯ 170 ВТ ПРИ ЧАСТИЧНОМ ВКЛЮЧЕНИИ КРАЙНИХ РЕЗОНАТОРОВ (МАКСИМАЛЬНАЯ ПОДВОДИМАЯ МОЩНОСТЬ 210 ВТ)

	Частота, МГц	Полоса пропускания ППФ, МГц (по пульсациям)	21, дБ макс	ГВЗ, нс в полосе пропускания	Напряженность, развиваемая в элементах ППФ при 170 Вт [210 Вт], (при КСВ=2.0) В/мм
Измерения при полном включении	f_n	4	минус 1,25	180...270	нет пробоя [нет пробоя]
	f_v	5,25	минус 1,3	160...250	нет пробоя [нет пробоя]
при частичном включении	f_n	5	минус 1,0	150...240	нет пробоя [нет пробоя]
	f_v	5,5	минус 1,1	130...230	ПРОБОЙ [ПРОБОЙ]
Расчет* при полном включении	f_n	4	минус 1,0	170...280	1880 [2100]
	f_v	5,25	минус 1,2	160...250	2960 [3300]
при частичном включении	f_n	5	минус 0,8	140...240	2165 [2405]
	f_v	5,5	минус 1	130...230	4415 [4905] > Епр

*Расчет был выполнен не только аналитически, но и с привлечением пакета прикладных программ, реализующего метод конечных элементов (FEM).



Рис. 5. Вид опытного образца ППФ 4-го порядка (без крышки) после пробоя 170Вт на частоте 250 МГц

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ результатов экспериментов показывает, что с ростом частоты загруженность ППФ растет, при том, что напряжение пробоя (50 Гц) при высокочастотном положении ротор-статор больше (2900 В в отличие от низкочастотного положения – 2600 В), что указывает на то, что причиной пробоя является не геометрия составных частей ППФ (не острые кромки и т.п.). Рост загруженности по реактивной мощности составных частей ППФ с частотой, безусловно, связан с соответственным ростом значений нагруженной добротности и ГВЗ (для f_v превышают значения для f_n не более чем на 25%) и снижением емкости C (с 15 до 5 пФ). Но аналогичные приращения энергетических характеристик и снижение номинала емкости перестраиваемого конденсатора есть как в случае полного, так и в случае частичного включения. Причём в случае с полным включением пробой не происходит, что говорит об определяющем значении фактора распределения энергии между емкостными и индуктивными элементами резонаторов ППФ.

Таким образом, причиной пробоя ППФ в случае частичного включения является неравномерная загрузка элементов ППФ, а именно то, что конденсатор (ротор-статор) с участком индуктивности образуют последовательный контур, импеданс которого падает при повышении частоты (приближаясь к резонансу, импеданс стремится к нулю) и шунтирует остальные части резонатора ППФ.

Необходимо отметить, что смещение точки включения резонатора вплоть до полного хотя и влечет за собой незначительное увеличение вносимых потерь (не более 0,2 дБ или 5% полезной мощности), но обеспечивает увеличение подводимой мощности до 2 раз (по результатам аналитического расчета – см. таблицу 1).

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для обеспечения максимальной электрической прочности ППФ и возможности подведения наибольшей мощности к нему необходимо не только обеспечить минимальные в рабочем диапазоне ГВЗ, вносимые потери и «плавную» геометрию (минимум обострителей и пр.) составных частей резонаторов, но и равномерную (или смещенную в сторону составных частей ППФ, не подверженных пробую) загрузку элементов по мощности.

В случае, рассмотренном в статье, необходимо обеспечить полное включение резонатора, т.е. вывод собственного последовательного резонанса составных частей много выше верхней рабочей частоты ППФ. Настоящие обобщенные и выработанные рекомендации прошли апробацию также на ППФ диапазона от 400 до 650 МГц (для коаксиальных резонаторов укороченных только емкостью) и могут быть применены на более высоких частотах.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3)

Авторы благодарят Портнягина П.С. за неоценимую помощь при проведении натуральных экспериментов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Райцын Д.Г. Электрическая прочность СВЧ устройства. М.:Сов. Радио. 1977, 168 с.
2. Carey-Smith B., Warr P.A., Beach M.A., Nesimoglu T. «Tunable lumped-distributed capacitively coupled transmission-line filter» ELECTRONICS LETTERS 1st April 2004 Vol. 40 No. 7
3. Баскакова А.Э., Тургалиев В.М., Холодняк Д.В. Перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами с независимым непрерывным управлением центральной частотой и шириной полосы пропускания // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2016. Вып. 3, С. 25-32.
4. Xun Luo, Sheng Sun, Staszewski R. B. «Tunable Bandpass Filter With Two Adjustable Transmission Poles and Compensable Coupling», IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 62, NO. 9, SEPTEMBER 2014, p 2003 – 2013.
5. Знаменский А.Е., Попов Е.С. Перестраиваемые электрические фильтры. М.:Связь. 1979. 128 с.
6. Najm F. G. « Practical Calculation of Loop Inductance in Optimized UHF TV Channel Filter » 20th Telecommunications forum TELFOR 2012 Serbia, Belgrade, November 20-22, 2012.
7. Орлов С.И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. М.:Сов. Радио. 1970. 256 с.
8. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. М.:Радио и связь. 2005. 424 с. с илл.
9. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров// под ред. А.Е. Знаменского. М.: Советское радио. 1974. 288 с. с илл.
10. Азарх С. Х. Конденсаторы переменной емкости. М.-Л.:Энергия. 1965. 328 с. с илл.

УДК 621.396.677

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ НЕИДЕНТИЧНОСТИ АНТЕНН НА ОШИБКИ ПЕЛЕНГАЦИИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

ELECTRODYNAMIC MODELING OF THE INFLUENCE OF THE TECHNOLOGICAL DIFFERENCE OF ANTENNAS ON DIRECTION FINDING ERRORS BY THE PHASE METHOD

И. Д. Павлов

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Российская федерация

I. D. Pavlov

JSC «Central design bureau of automatics», Russia

Аннотация. Рассмотрено влияние технологической неидентичности антенн на точность пеленгации фазовым методом. В данном случае технологическая неидентичность определяется постоянным прогибом платы излучателя к диэлектрическому основанию. Рассмотрены три случая. В первом случае антенны в фазометрической базе идентичны, во втором случае одна из антенн имеет постоян-

ный прогиб платы излучателя к диэлектрическому основанию, и в третьем случае одна из антенн выполнена с постоянным прогибом платы излучателя от диэлектрического основания. Для каждого из указанных случаев получены ошибки пеленгации в азимутальной плоскости, в угловом диапазоне от минус 15 до 15 градусов. Наименьшими ошибками пеленгации характеризуется первый случай, при котором антенны в фазометрической базе идентичны. Уровни ошибок во втором и третьем случаях существенно не отличаются друг от друга. Для уменьшения уровня ошибок пеленгации необходимо не допускать возникновения постоянного прогиба платы излучателя.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, ошибки пеленгации, технологическая неидентичность

I. ВВЕДЕНИЕ

Правильное функционирование систем, для которых фазовый пеленгатор является источником входных данных, зависит от ошибок пеленгации. В этой связи исследование причин возникновения ошибок и определение способов их уменьшения являются актуальной задачей.

Антенна неотъемлемая часть фазового пеленгатора. Любой фазовый пеленгатор имеет в своем составе как минимум две антенны [1]. Как и любые другие составные части пеленгатора, антенны являются причиной возникновения ошибок пеленгации. В настоящей работе рассмотрено электродинамическое моделирование влияния технологической неидентичности антенн на ошибки пеленгации. В [2] и [3] рассматривалось обобщенное влияние антенн на ошибки пеленгации. В предлагаемой работе будет рассмотрено влияние отдельного технологического фактора. Целью настоящей работы является исследование влияния технологической неидентичности антенн (постоянного прогиба платы излучателя) на ошибки пеленгации фазовым методом.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В [4] рассмотрены основные причины возникновения ошибок при фазовой пеленгации. Среди прочих названа неидентичность приемных каналов. Поскольку антенны являются частью каждого приемного канала, они также вносят вклад в их отличие. Далее неидентичность приемных каналов, создаваемая антеннами, рассмотрена на практическом примере.

В среде электродинамического моделирования HFSS сформирован простейший случай фазового пеленгатора. Указанная модель включает в себя две приемные антенны, установленные на проводящей платформе, закрытой радиопоглощающим материалом (РПМ). Для моделирования была использована конструкция антенны, описанная в [5] и [6]. Описанная в указанных источниках антенна сформирована на основе плоского спирального излучателя. На рис. 1 приведено схематичное изображение основных конструктивных элементов излучателя.

В диэлектрическом основании платы излучателя есть полость, благодаря которой центральная область платы может иметь некоторый свободный ход, позволяющий компенсировать некоторое изменение положения центральной области платы при температурном воздействии. Но при установке платы излучателя на диэлектрическое основание может появиться постоянный прогиб, направленный к основанию или от него. Указанные случаи показаны на рис. 2 и 3.

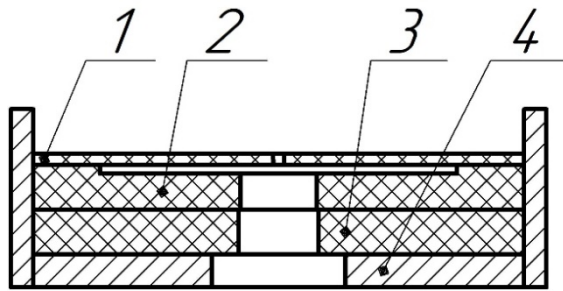


Рис. 1. Схематичное изображение излучателя:

1 – плата из фольгированного диэлектрика с выгравлированной на ней двухзаходной спиралью; 2 – диэлектрическое основание; 3 – РПМ; 4 – проводящий экран

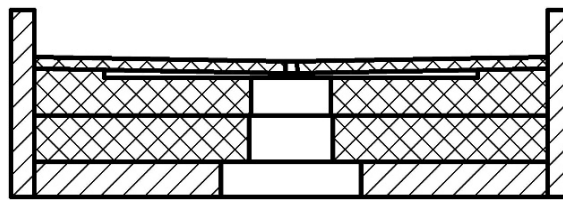


Рис. 2. Плата излучателя с постоянным прогибом платы к основанию

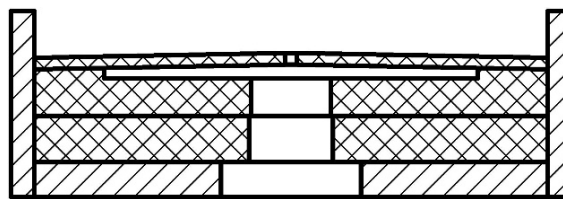


Рис. 3. Плата излучателя с постоянным прогибом от основания

Обозначенные технологические факторы являются одной из причин неидентичности антенн и, следовательно, приемных каналов, в которые эти антенн будут установлены. В предлагаемой работе выполнено моделирование влияния указанных факторов на ошибки пеленгации фазовым методом.

III. ТЕОРИЯ

В настоящем разделе более подробно рассмотрены условия проведенного моделирования.

В среде электродинамического моделирования HFSS была сформирована модель фазометрической базы, являющейся простейшим случаем фазового пеленгатора. Длина базы составляла $9,5 \lambda_{изм}$, где $\lambda_{изм}$ - длина волны, соответствующая частоте, на которой выполнялся расчет. Как отмечалось ранее, в качестве приемных были использованы антенны с плоским спиральным излучателем. Общий вид модели приведен на рис. 4.

Рис. 4 является обобщенным изображением модели для трех рассматриваемых в настоящей работе случаев.

1 случай – антенны в фазометрической базе модели идентичны;

2 случай – одна из антенн имеет постоянный прогиб платы излучателя к диэлектрическому основанию (как показано на рис. 2);

3 случай – одна из антенн имеет постоянный прогиб платы излучателя к диэлектрическому основанию (как показано на рис. 3).

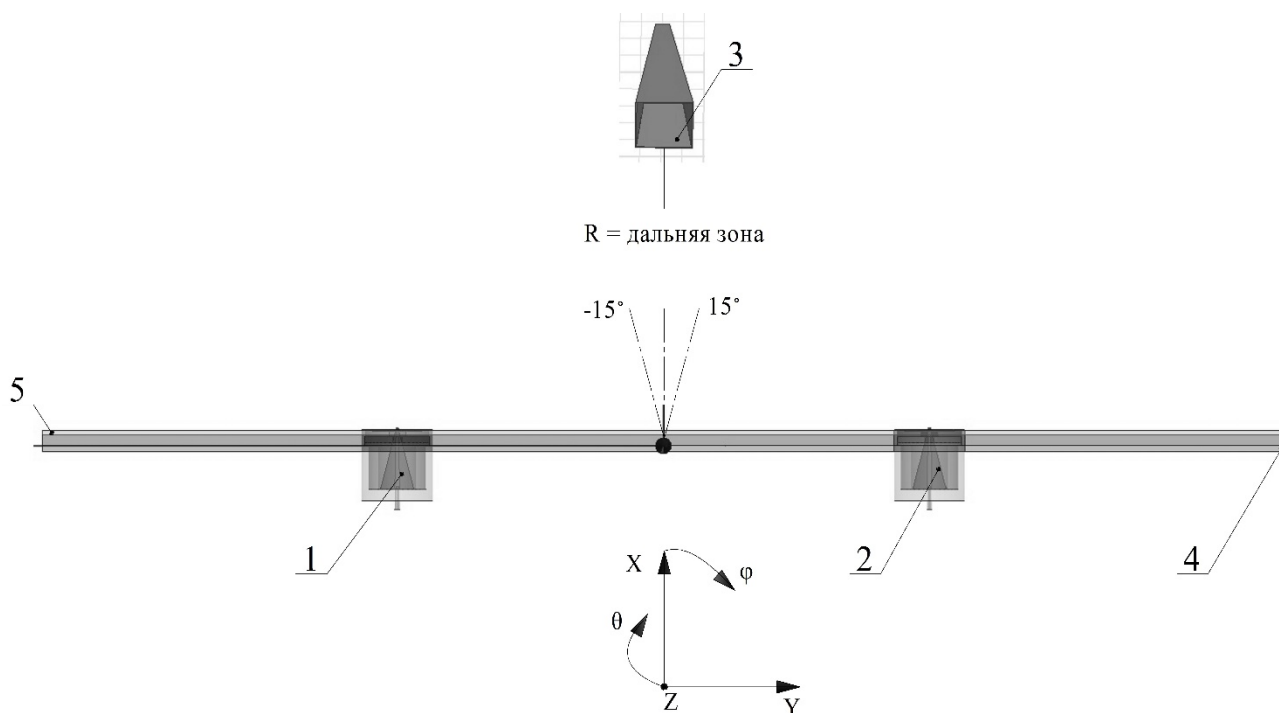


Рис. 4. Общий вид модели:

- 1 и 2 – приемные антенны; 3 – источник излучения (плоская апертура);
- 4 – проводящая антенная платформа; 5 – радиопоглощающее покрытие

Расстояние между фазометрической базой и источником излучения удовлетворяет условию дальней зоны [1]. Отсчетные плоскости или волновые порты [7], между которыми рассчитывалась разность фаз, определены в разъемах приемных антенн фазометрической базы. Моделирование проводилось в угловом диапазоне от минус 15 до 15 градусов. Ошибки пеленгации определялись в этом же угловом секторе.

Важно отметить, что для каждого из рассмотренных случаев изменения модели касались только одной из приемных антенн. Все прочие компоненты условия расчета оставались неизменны. Это позволяет сделать вывод о том, что полученные в результате моделирования отличия ошибок пеленгации вызваны только факторами, упомянутыми выше. Иначе говоря, отличия ошибок пеленгации для всех трех описанных случаев вызваны только наличием постоянного прогиба платы излучателя относительно диэлектрического основания.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На рис.5 приведены угловые зависимости ошибок пеленгации для трех рассматриваемых в настоящей работе случаев.

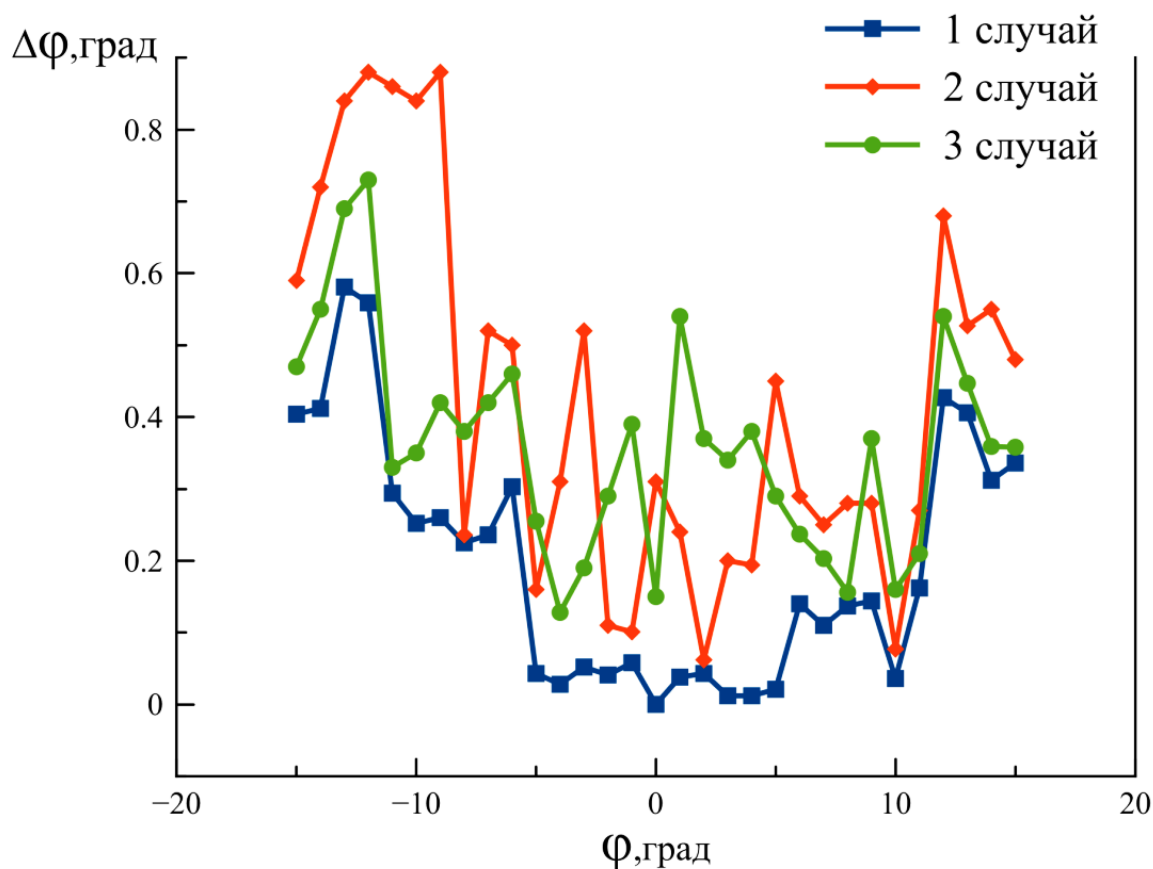


Рис. 5. Угловая зависимость ошибок пеленгации

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализируя приведенные на рис. 5 угловые зависимости, можно сделать вывод, что наименьшими ошибками пеленгации характеризуется первый случай, при котором в платах излучателей приемных антенн отсутствует постоянный прогиб. Второй и третий случаи, характеризующиеся постоянным прогибом платы излучателя одной из антенн, демонстрируют большие, в сравнении с первым, уровни ошибок пеленгации.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного моделирования можно сделать вывод о том, что рассматриваемый технологический фактор (постоянный прогиб платы излучателя относительно диэлектрического основания) увеличивает ошибки пеленгации фазовым методом. Предположительно причина этого эффекта следующая: наличие постоянного прогиба платы излучателя на одной из антенн приводит к изменению положения фазового центра или центра излучения [1] этой антенны относительно второй, установленной в фазометрическую базу. Это в свою очередь приводит к возникновению дополнительных фазовых отличий приемных каналов и, следовательно, увеличению ошибок пеленгации.

Для уменьшения указанного негативного эффекта при установке платы излучателя на диэлектрическое основание важно избегать возникновения постоянного прогиба.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виноградов А.Д., Михин А.Ю., Никитенко И.П. Обобщенная структура радиопеленгатора и основные термины, используемые в теории радиопеленгования // Антенны. 2018. №5. С. 5-20.
2. Павлов И.Д. Применение матричного подхода к описанию антенны для определения ее влияния на точность пеленгации фазовым методом// Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2021. Том 1. С. 135-139.
3. Павлов И.Д. Исследование влияния антенных элементов на ошибки пеленгации фазовым методом// Материалы докладов 17 международной научно-практической конференции Электронные средства и системы управления. 2021. Том 1.С. 112-115.
4. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы. Томск: ТГУСУР, 2002. 251 с.
5. Павлов И.Д. Электродинамическое моделирование и расчет широкополосной малогабаритной спиральной антенны миллиметрового диапазона // Омский научный вестник. 2017. №5. С. 152-158.
6. Пат.№ 2673319 Российская Федерация, МПК Н 010 Q 1/00. Спиральная антенна/ Кохнюк Д.Д., Боровик И.А., Федоров Я.В., Павлов И.Д., Звягинцев И.Н., Волчонков В.В. № 20181011611; заявл. 16.01.2018; опубл. 23.11.2018, Бюл. № 33.
7. Дансмор Джозель П. Настольная книга инженера измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. М.: Техносфера, 2018. 736 с.

УДК 621.396.6

СОВРЕМЕННАЯ КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ СВЧ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

MODERN CONCEPT OF BUILDING A MICROWAVE FREQUENCY SYNTHESIZER ON THE RUSSIAN ELEMENT BASE

Е. П. Пономарев

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

E. P. Ponomarev

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Проведена оценка текущего состояния построения синтезатора частоты с фазовой автоподстройкой частоты. Представлены результаты моделирования и макетирования широкополосного синтезатора с ФАПЧ до 6 ГГц на отечественной элементной базе. Получены электрические характеристики изготовленного макета и измерены параметры спектра выходного сигнала, а также построены графики зависимости мощности при изменении температуры окружающей среды.

Ключевые слова: синтезатор частоты, фазовая автоподстройка частоты, генератор, управляемый напряжением, СВЧ, 1508MT015.

I. ВВЕДЕНИЕ

Современный синтезатор должен быть широкополосным с мелким частотным шагом и высокой скоростью перестройки частоты, что позволит выполнить большее количество потенциальных задач. Фазовый шум и побочные спектральные составляющие являются критическими параметрами, накладывающими ограничения на способность распознавать сигналы малой амплитуды. Размер и стоимость также являются важнейшими параметрами. В связи с появившимися программами импортозамещения, а также с постоянными ограничениями поставок ЭКБ ИП, синтезатор должен быть выполнен на отечественной элементной базе.

Синтезатор с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) является наиболее распространенным и самым оптимальным и эффективным методом построения схемы. Структура синтезатор с одноконтурным ФАПЧ включает в себя генератор, управляемый напряжением, который формирует сигнал в необходимом частотном диапазоне, сигнал, через делитель частоты, возвращается обратно на фазовый детектор, где делится с коэффициентом N на делители частоты. Другим входным сигналом к фазовому детектору является опорный сигнал. Сравнивая сигналы на фазовом детекторе, на обоих входах, генерируется напряжение ошибки, которое после фильтрации поступает на ГУН до тех пор, пока не получит частоту с низким значением ошибки частоты (рис. 1). Следовательно, настройка частоты достигается на этапах дискретной частоты, равной частоте фазового детектора ($f_{\text{ФД}}$), путем изменения коэффициента деления N .

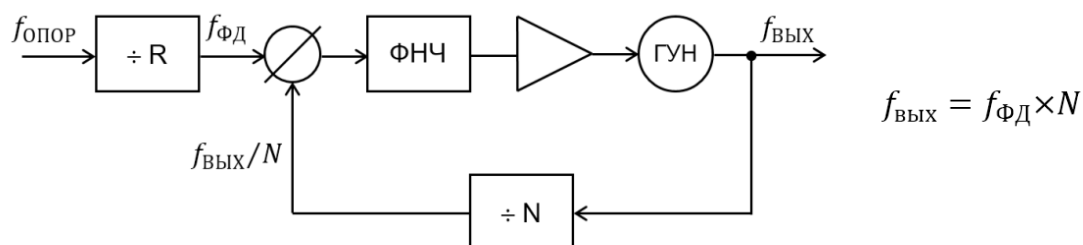


Рис. 1. Структура синтезатора с фазовой автоподстройкой частоты

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью данной работы является проектирование широкополосного СВЧ синтезатора частоты на отечественной элементной базе, выполненного в малогабаритном корпусе, отвечающего современным требованиям ВВСТ.

III. ТЕОРИЯ

В качестве «ядра» будем использовать разработанную АО «ПКК Миландр» микросхему синтезатора частот с дробным коэффициентом деления и встроенным генератором управляемым напряжением 1508MT015. Основные характеристики микросхемы 1508MT015 приведены в таблице 1.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОСХЕМЫ 1508MT015

Диапазон входных частот с генератора управляемого напряжением	От 23,5 до 6000 МГц
Режим работы	целочисленный/ дробный
Частота фазового детектора в целочисленном режиме/ в дробном режиме	до 100 МГц/ до 50 МГц
Фазовый шум ГУН для частоты 6 ГГц отстройки 10 кГц отстройка 100 кГц отстройки 1 МГц	минус 63 дБн/Гц минус 96 дБн/Гц минус 125 дБн/Гц
Управление	SPI
Корпус	5156.40-1НЗК (7.8x7.8x2)

Микросхема представляет собой широкополосный синтезатор частоты с встроенным генератором, управляемым напряжением, который в сочетании с внешним петлевым фильтром образует законченную петлю ФАПЧ (рис. 2).

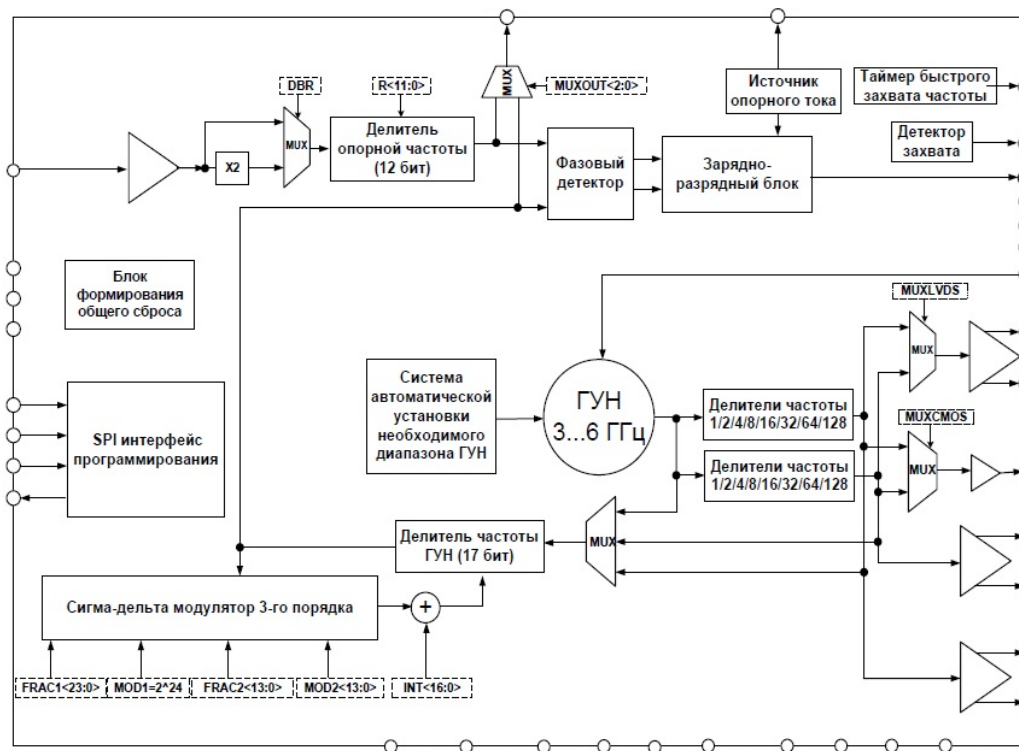


Рис. 2. Структурная схема микросхемы 1508MT015

Встроенный ГУН включает в себя четыре отдельных ГУН, основанных на резонансных LC-контурах, совместно перекрывающих частотный диапазон от 3000 до 6000 МГц. В каждом из ГУН имеется по 32 частотных поддиапазона, которые получены рядом подключаемых емкостей. Таким образом, всего ГУН имеет 128 поддиапазона, следовательно необходимое управляющие напряжение, при котором гарантирован захват петли ФАПЧ составляет

от 0,4 до 2,4 В. Данные поддиапазоны управляющего напряжения позволяют организовать пассивный ФНЧ, что увеличивает быстродействие в режиме «ФАПЧ», а также уменьшить габариты схемы в целом. В микросхеме предусмотрена возможность работы в режиме без автокалибровки посредством непосредственного задания рабочего диапазона ГУН. Диапазон задается программированием управляющего поля. Наличие двух независимых наборов выходных делителей частоты с целыми коэффициентами деления от 1 до 128, любой из которых может быть включен в обратную связь петли ФАПЧ. Дробный коэффициент петлевого делителя частоты создается при помощи сигма-дельта модулятора 3-го порядка. Встроенный делитель частоты позволяет разделить опорную частоту до необходимого значения частоты, а также умножена на 2 встроенным умножителем частоты. В состав микросхемы входит восемь программируемых регистров для записи и четыре регистра предназначенных для контроля состояний микросхемы синтезатора частоты со встроенным ГУН. Управление микросхемой осуществляется через последовательный SPI-интерфейс. Наличие большого количества байтов памяти в регистрах позволяет более тонко настроить выходные характеристики синтезатора.

Для обеспечения необходимого уровня мощности и компенсации потерь в схеме, установлен интегральный сверхширокополосный модуль СВЧ аттенюатора M44745 АПНТ.434820.052 с шагом 1 дБ и максимальным затуханием 31 дБ. Это позволит на выходе получить возможность регулировки мощности во всем диапазоне частот и рабочем интервале температур.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

1. Моделирование пассивного ФНЧ

Для расчета пассивного ФНЧ, а также для предварительного анализа фазовых шумов и скорости перестройки синтезатора с петлей ФАПЧ использовалась программа ADIsimPLL. Программа автоматически создает характеристики синтезатора и фильтра, а именно: частотные, временные и шумовые отдельных компонентов и всей системы в целом. Так как модель синтезатора 1508MT015 в библиотеке отсутствует, то выберем его ближайший аналог со встроенным ГУН НМС833.

При моделировании синтезатора с петлей ФАПЧ необходимо учитывать, что широкополосный встроенный ГУН имеет диапазон управляющего напряжения (0 – 2,5) В, что достаточно для непосредственного управления ГУН, если петлевой фильтр 3 порядка выполнен только на пассивных компонентах. Целесообразно также добавить предварительную фильтрацию, чтобы не перегружать ФНЧ очень короткими импульсами со схемы накачки заряда и не ограничивать из-за этого диапазон входного напряжения. По окончании процесса моделирования создается принципиальная схема устройства (Рис.4).

Наибольшими проблемами становятся непредсказуемые составляющие помех. Если характеристики помехи известны, необходимо принять меры по ее подавлению или убедиться, что они не влияют на работоспособность системы в целом. Общая характеристика фазового шума до частоты среза определяется шумами кварцевого генератора и шумами фазового детектора, а выше частоты среза практически совпадает с характеристикой шумов ГУН. Изменением частоты среза ФНЧ подбираем минимальное время переходного процесса. В результате получаем время переходного процесса не более 1,5 мс при частоте среза ФНЧ 100 кГц .

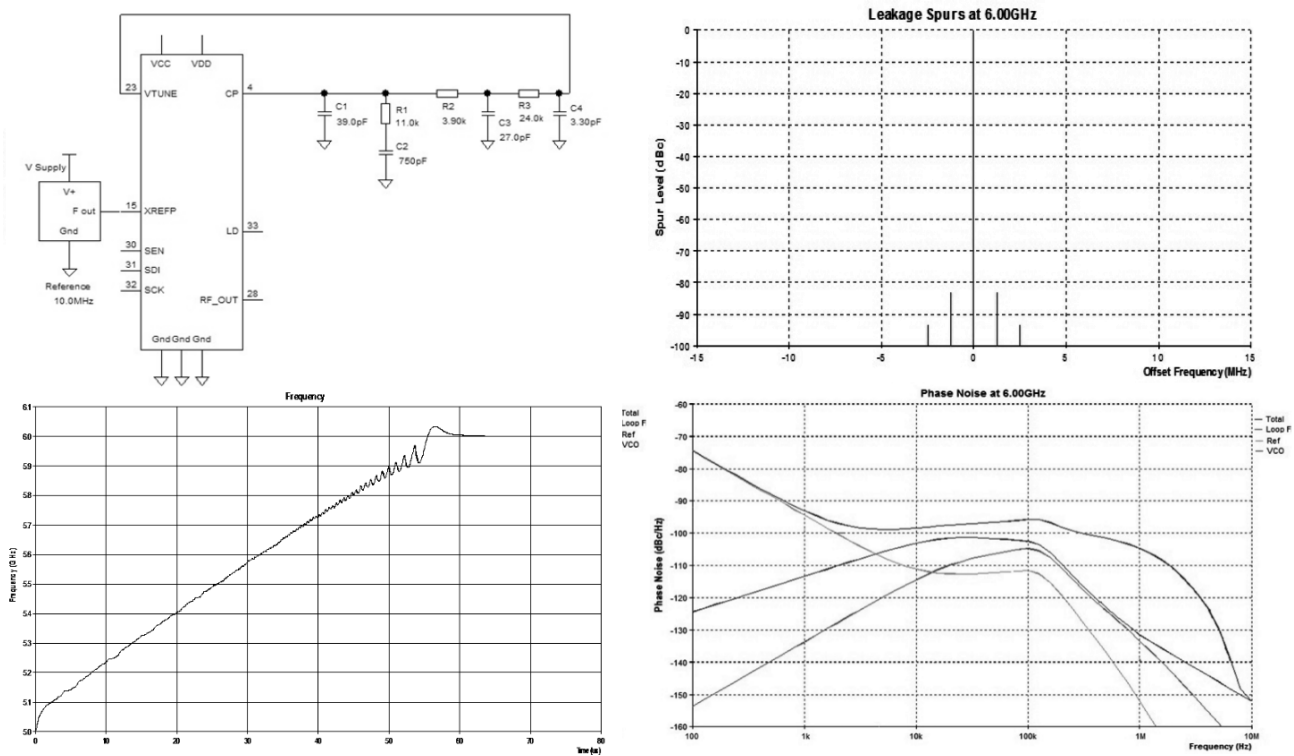


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема модели синтезатора с ФАПЧ и результаты моделирования в программе ADIsimPLL

Моделирование схемы петли ФАПЧ синтезатора частоты позволяет с наименьшими потерями ресурсов, экономических, так и материальных, работу той или иной схемы включения фильтров ФНЧ. Это существенно облегчает задачу разработчикам и дает возможность увидеть на этапе разработки все нюансы работы выбранной схемы. Использование метода уменьшения уровня побочных спектральных составляющих в синтезаторах частоты с ФАПЧ, имеющих дробный делитель частоты в схеме с быстродействующим микроконтроллером с большим объемом памяти позволяет добиться результатов близких к результатам моделирования во всем диапазоне частоты с малым значением шага перестройки.

2. Макетирование синтезатора частоты

На подложке из поликора толщиной 0,5 мм выполнена топология схемы макета синтезатора на отечественной элементной базе. Корпус выполнен из титана, выходные разъемы типа СРГ-50-751-ИрФВ ФИМД.430421.001ТУ, схема включения микросхемы 1508MT015 выполнена конденсаторами К10-79 и резисторами Р1-12. В качестве аттенюатора выбран СВЧ модуль М44745 АПНТ.434820.052. При проектировании макета синтезатора с ФАПЧ были учтены все рекомендации производителя. Для минимизации отражений обеспечено согласование импеданса входа опорной частоты. Применение двух линейных стабилизаторов позволило исключить взаимные помехи напряжения питания аналоговой и цифровой частей микросхемы. Резисторы и конденсаторы ФНЧ были расположены как можно ближе к микросхеме синтезатора, а номиналы были использованы как можно ближе и с минимальным отклонением, рекомендованным моделированием. Для теплоотвода под корпусом микросхемы размещена «земляная» теплоотводящая площадка, которая обеспечивает оптимальный отвод тепла на корпус макета. 3D модель и внешний вид макета синтезатора с фазовой автоподстройкой частоты показаны на рис. 4.

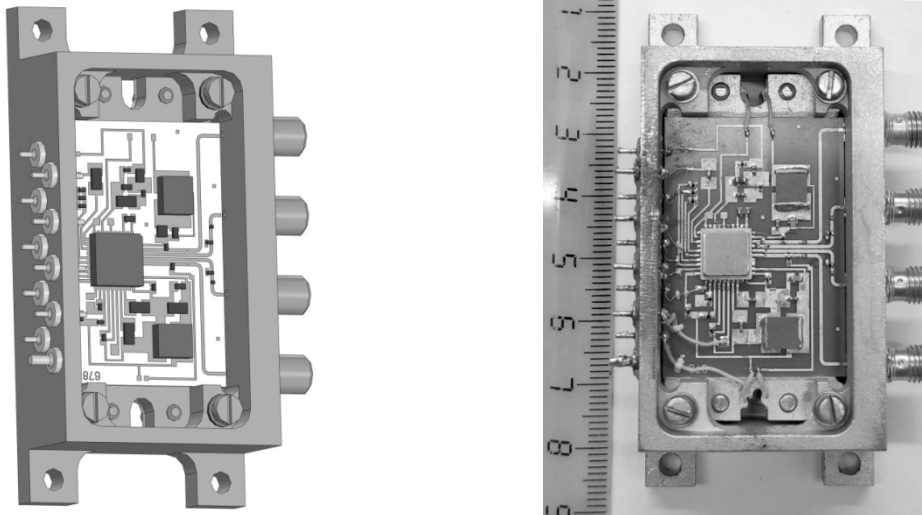


Рис. 4. 3D модель и внешний вид макета синтезатора частоты с фазовой автоподстройкой частоты

Результаты измерений электрических характеристик макета синтезатора, измеренные с помощью анализатора спектра сигналов Rohde&Schwarz FSW50, приведены на рис. 5.

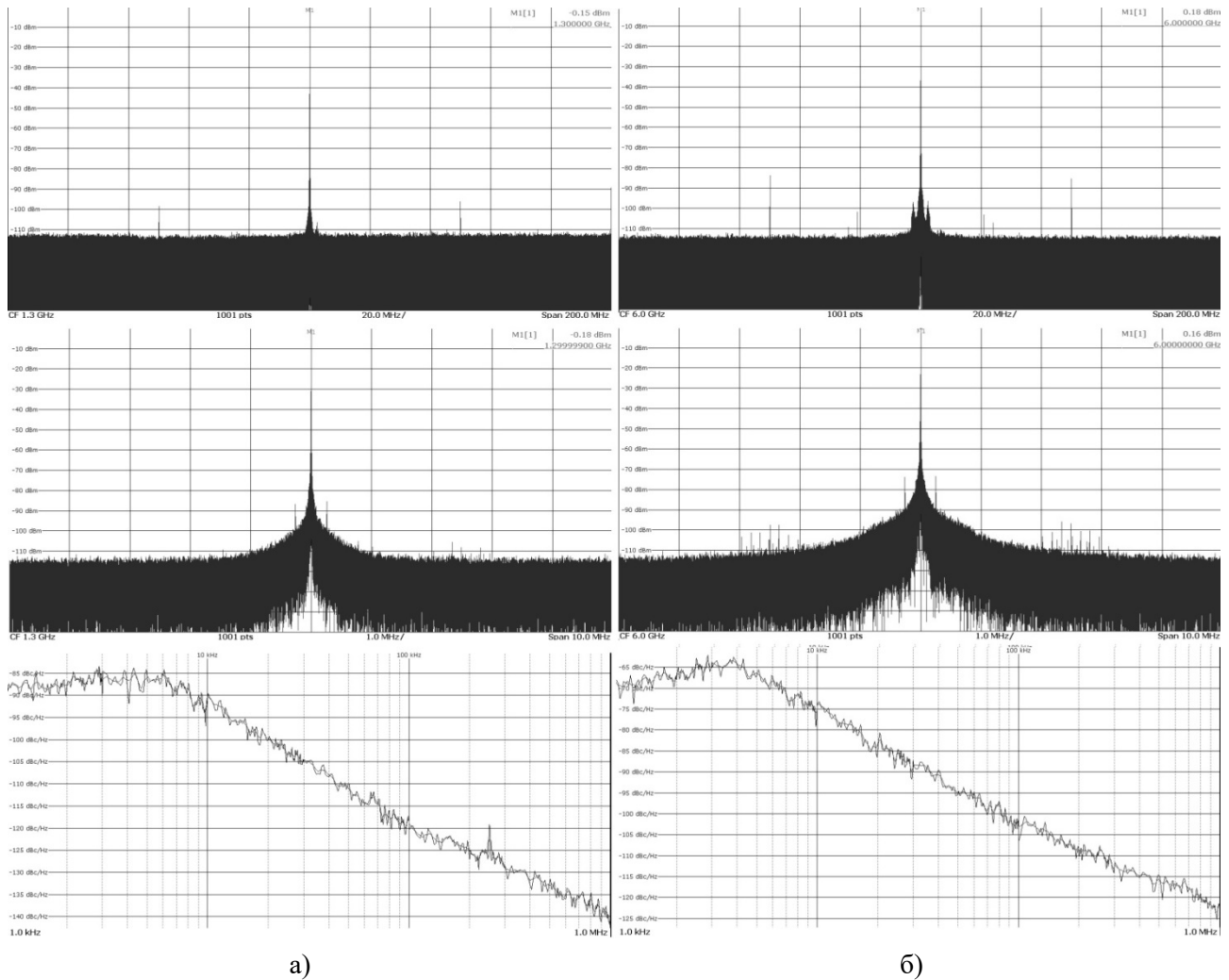


Рис. 5. Результаты измерений макета синтезатора:
 а) спектр сигнала и фазовые шумы для частоты 1300 МГц;
 б) спектр сигнала и фазовые шумы для частоты 6000 МГц

Как видно из приведенных реальных характеристик, полученных с макета синтезатора, мы получили существенное улучшение в качестве сигнала, по сравнению с моделированным, по его чистоте и точности. Удалось полностью избавиться от паразитных составляющих, как в ближней зоне сигнала, так и во всем диапазоне в целом. Также удалось избавиться от пролезания в основной сигнал частоты сравнения фазового детектора синтезатора, что также исключает ложные срабатывания изделия в целом. Установка частоты синтезатора с минимальным отклонением позволит более точно определять принимаемый изделием сигнал. Уровень фазовых шумов приведен к значениям, указанным в спецификациях на микросхемы и не многим уступает смоделированному.

Время переходного процесса, измеренного с помощью осциллографа Keysight MXOT (рис. 6) при перестройке на 1 ГГц равно 65 мкс, т.е. не превысит требуемые 100 мкс и соответствует смоделированному 60 мкс. Для уменьшения времени захвата ФАПЧ может использоваться функция быстрого захвата частоты, встроенная в микросхему 1508MT015, которая поможет уменьшить данное время вдвое, но при этом начальная точность установки частоты будет снижена.

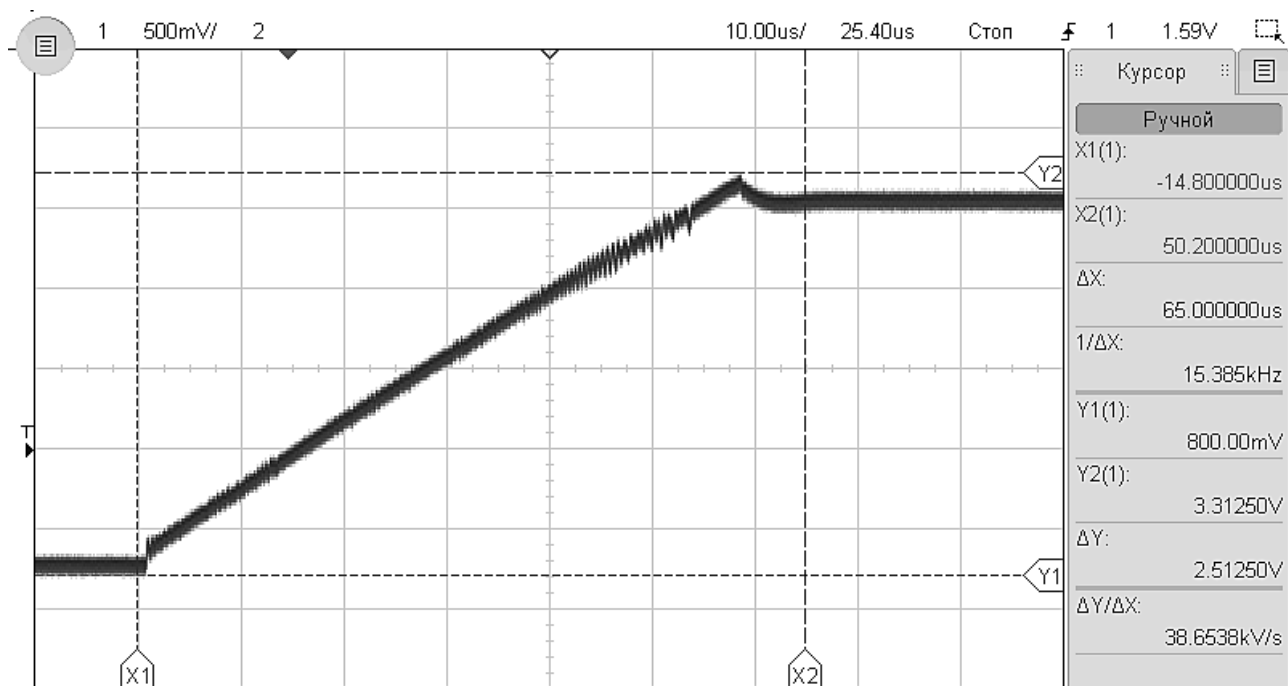


Рис. 6. Результаты измерений времени переходного процесса макета синтезатора

Для проверки, настройки и калибровки мощности на базе библиотек для программирования датчика мощности Keysight U2000A, была разработана программа проверки и настройки, которая позволила создавать коррекционные таблицы и записывать в область flash микроконтроллера, в которых, в зависимости от частоты, будут переключаться необходимые значения ослабления аттенюатора. Помимо уменьшения неравномерности амплитуды по частоте, можно уменьшить перепад мощности и на температуре (при климатических испытаниях) с помощью внешнего температурного датчика. Как видно из приведенных ниже

графиков (рис. 7) данный способ калибровки мощности с помощью управляемого аттенюатора и области flash памяти микроконтроллера крайне эффективен и быстр. Такая стабильность мощности позволит получать максимально точные, с минимальным разбросом по мощности, во всем интервале рабочих температур, выходные частотные характеристики синтезатора.

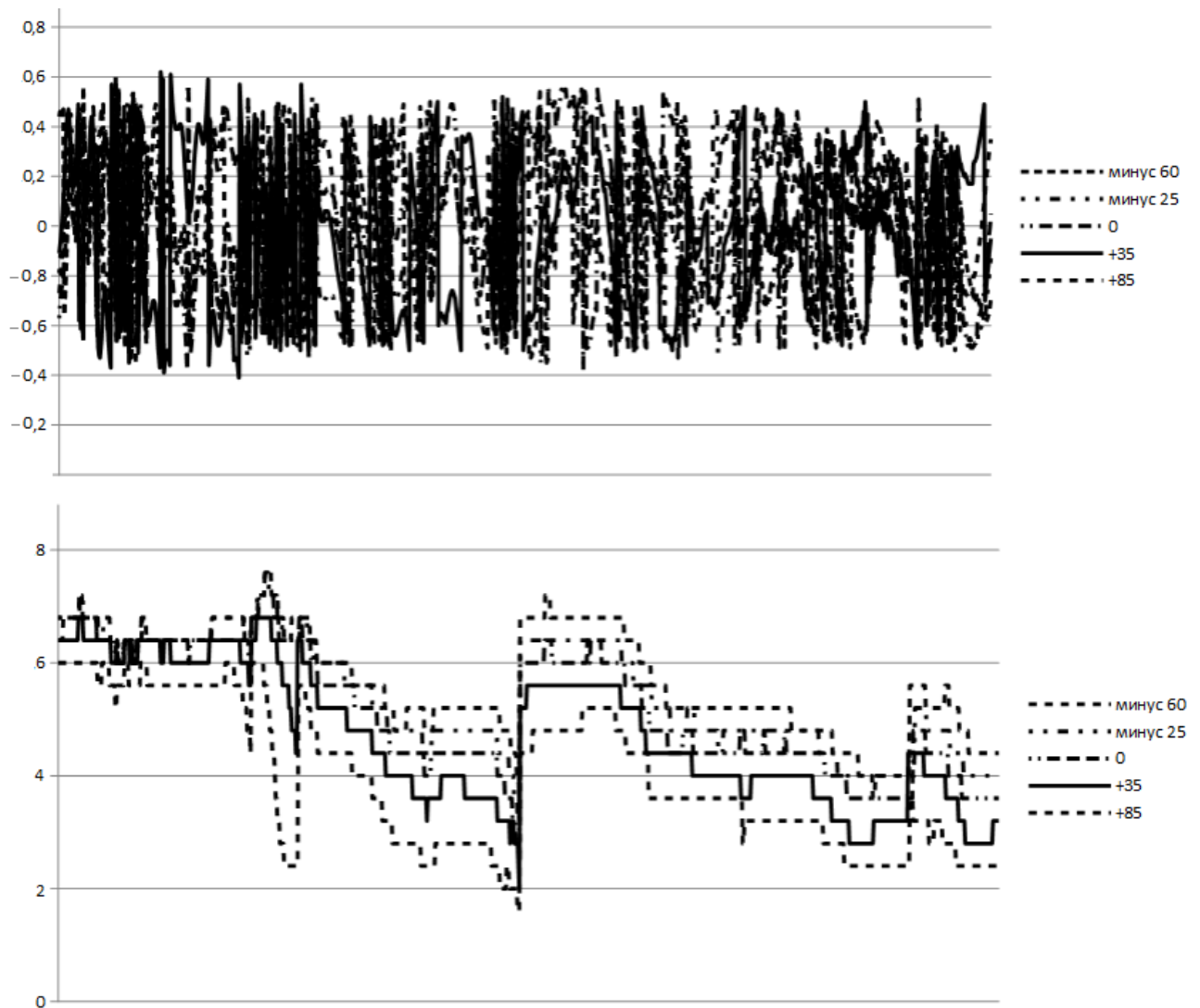


Рис. 7. Графики зависимости мощности от частоты и затухания аттенюатора в интервале рабочих температур

По результатам макетирования можно сделать вывод, что макет соответствует заявленным требованиям к частоте выходного сигнала и моделирование было выполнено корректно. Отсутствие побочных спектральных составляющих и низкий уровень фазовых шумов (не превышающий собственные шумы ГУН микросхемы 1508MT015) позволит использовать данную схему синтезатора во многих системах генерации сетки частоты.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При разработке синтезатора были предприняты меры по улучшению его основных параметров, а также уменьшению элементов требующих подстройки в процессе его настройки. Сокращение данных элементов, за счет использования микросхемы синтезатора со встроенным генератором управляемым напряжением, приведет к уменьшению времени настройки и затрат на их приобретение примерно на 30-50%.

Отсутствие элементов с распределенными параметрами, требующих тщательной и тонкой подстройки, существенно сократит время настройки, и данное мероприятие сведется только к проверке электрических параметров и позволит добиться более точной повторяемости параметров синтезатора в целом. Использование системы калибровки мощности обеспечит стабильную работу синтезатора во всем диапазоне рабочих температур с высокой скоростью и точностью.

Опыт работы с микросхемами синтезатора частот со встроенными ГУН, полученный в результате выполнения данной работы, в будущем пополнит задел научно-технических и конструктивно-технологических решений для перспективных изделий на современной элементной базе. Также данный опыт позволит более подробно и правильно выдвигать необходимые требования на ОКР отечественным предприятиям-разработчикам цифро-аналоговых микросхем (синтезаторов частот, DDS), которые впоследствии могут стать фундаментом для разработки гетеродинных устройств АО «ЦКБА».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ.19896-84. Синтезаторы частот для радиосвязи и радиовещания. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. – М.:ГОС.КОМ. СССР по стандартам, 1984. 42с.
2. A. Chenakin, “Frequency Synthesis: Current Status and Future Projections” Microwave Journal, April 2017.
3. [http: www.milandr.com](http://www.milandr.com) – Синтезаторы частот фирмы ПКК Миландр
4. Казаков, Л.Н. Расчет однокольцевого ИФАПЧ синтезатора частот с применением программы ADISimPLL: метод. указания / Л.Н. Казаков; Яросл. гос. ун-т им. П. Г. Демидова. – Ярославль : ЯрГУ, 2009.
5. [http: www.analog.com](http://www.analog.com) – Синтезаторы частот фирмы Analog Devices, ADIsimPLL .

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ПРИЕМНОГО ТРАКТА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

METHOD OF CONSTRUCTING A RECEIVING PATH OF THE MILLIMETER WAVELENGTH RANGE

М. В. Попрушко

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

M. V. Poprushko

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Рассматривается метод построения приемного тракта миллиметрового диапазона длин волн.

В рамках статьи будут найдены его оптимальные характеристики и представлены результаты в виде графиков. Также будут представлены данные результатов эксперимента по воздействию на опытный образец нормальных климатических условий, условий пониженной температуры (минус 60°C) и повышенной температуры (+85°C).

Статья затрагивает актуальную тему - импортозамещение.

Ключевые слова: приемный тракт, миллиметровый диапазон, СВЧ, импортозамещение.

I. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день разработка и использование приемного тракта на основе импортной элементной базы не является актуальным решением. Задача сегодняшнего дня свести к минимуму использование зарубежной элементной базы, так как импортозамещение – одна из наиважнейших целей в оборонно-промышленном комплексе

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Разработать схему электрическую принципиальную. Во время лабораторных испытаний, используя опытный образец, измерить тангенциальную чувствительность в режиме импульсной модуляции входного сигнала в нормальных климатических условиях и при воздействии пониженной (минус 60°C) и повышенной (+85°C) температуры. Сравнить тангенциальную чувствительность опытного образца и образца с импортной элементной базой.

III. ТЕОРИЯ

Приемный тракт миллиметрового диапазона представляет собой устройство, которое преобразует поступающий на него входной сигнал.

Приемный тракт должен обеспечивать:

- прием электромагнитной волны как в режиме импульсной модуляции, так и режиме непрерывной генерации;
- усиление принятого сигнала;
- регулировку усиления принятого сигнала;
- модуляцию принятого сигнала в режиме непрерывной генерации;

- детектирование принятого сигнала;
- логарифмическое усиление протектированного сигнала.

Исходя из функций, выполняемых приемным трактом, структурная схема должна иметь вид, показанный на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема приемного тракта миллиметрового диапазона

Учитывая, что изменения режима работы транзисторов усилителя по постоянному току изменяют его усиление, можно объединить функции регулировки усиления и модуляции в усилителе. Для этого следует дополнительно включить в состав структурной схемы устройство, которое изменяет режимы работы транзисторов усилителя в соответствии с выполняемой функцией – стабилизатор режима работы.

В настоящей работе акцентируется внимание на усилителе, так как именно он имеет импортную элементную базу – полевой транзистор EC2612.

Очень важно учитывать, что для обеспечения максимальной чувствительности приемного тракта следует уделить внимание подавлению внутренних шумов всей элементной базы. Исходя из этого разработка каскадов усиления должна вестись с применением исключительно малошумящего усилителя.

В программе Microwave Office было проведено моделирование копланарных волноводов трех каскадов усиления приемного тракта. Количество каскадов усиления было выбрано исходя из предыдущего опыта построения. В приемном тракте была использована отечественная элементная база взамен импортной (полевые транзисторы EC2612), а именно полевые транзисторы ЗП3107АН5. На рис. 2 представлена зависимость коэффициента усиления транзисторов и коэффициента стоячей волны трех каскадов усилителя от частоты.

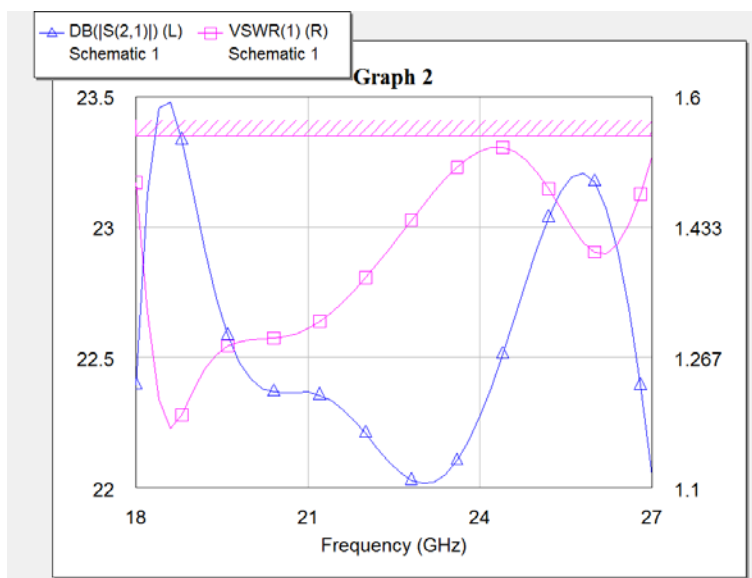


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления транзисторов (левая шкала) и коэффициента стоячей волны трех каскадов усилителя (правая шкала) от частоты

Затем было проведено моделирование детекторной секции приемного тракта. На рис. 3 представлена зависимость коэффициента стоячей волны детекторной секции от частоты.

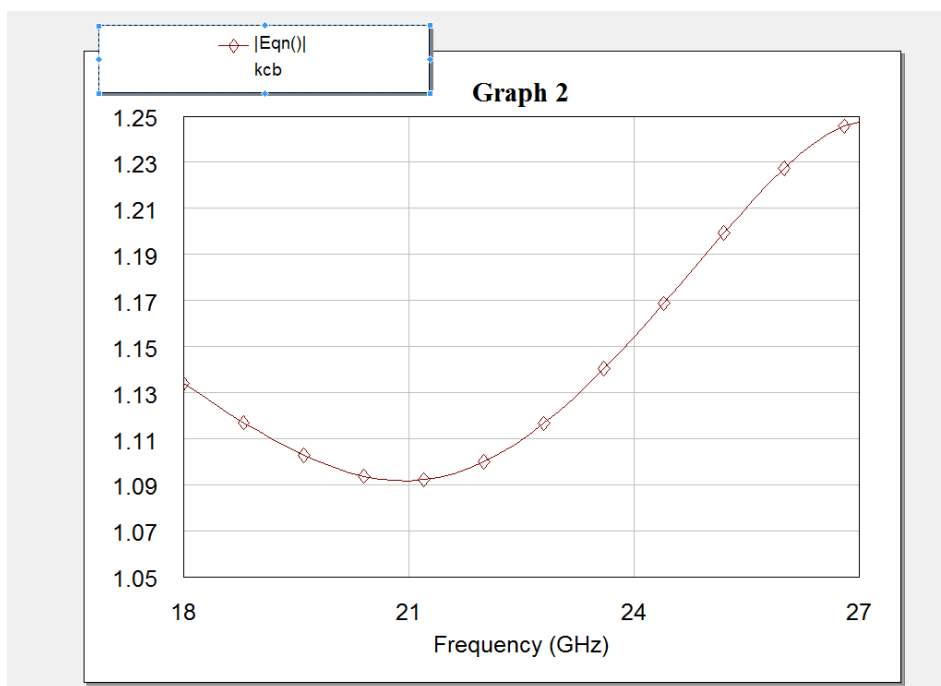


Рис. 3. Зависимость коэффициента стоячей волны детекторной секции от частоты

На рис. 4 представлена зависимость выходного напряжения детекторной секции от частоты при амплитуде тока смещения диода и мощности на входе детекторной секции минус 55 дБ/Вт.

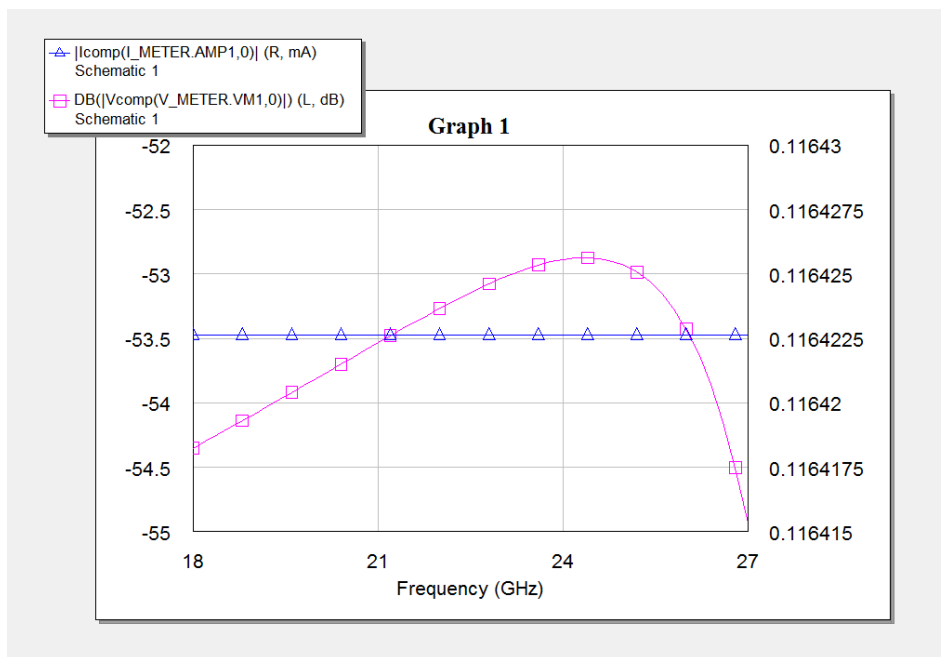


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения детекторной секции от частоты (левая шкала) при амплитуде тока смещения диода (правая шкала) и мощности на входе детекторной секции минус 55 дБ/Вт

На рис. 5 представлены смоделированные в программе Microwave Office три каскада усилителя приемного тракта.

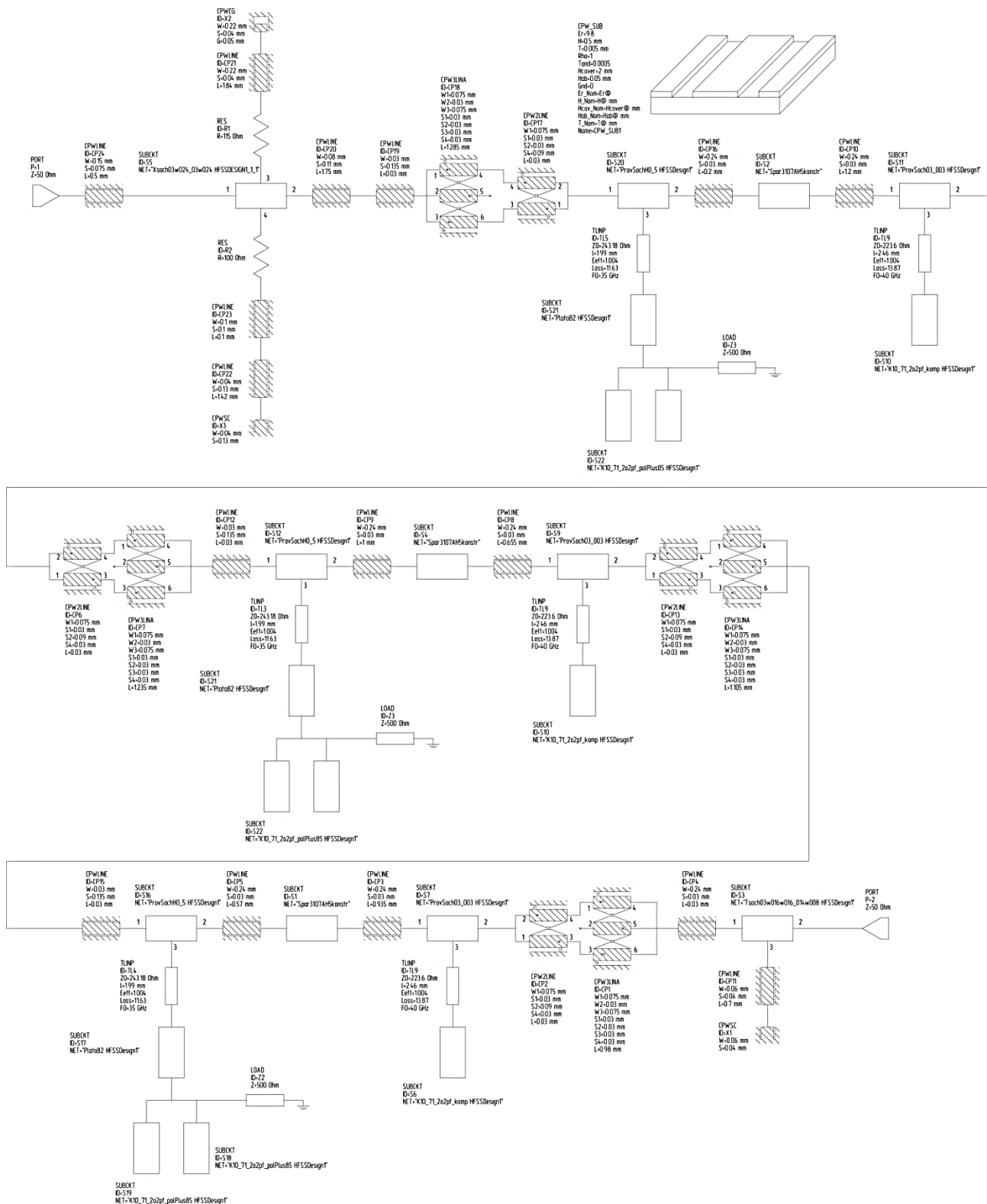


Рис. 5. Смоделированные в программе Microwave Office три каскада усилителя приемного тракта

На рис. 6 представлена смоделированная в программе Microwave Office детекторная секция.



Рис. 6. Смоделированная в программе Microwave Office детекторная секция

Схема электрическая принципиальная опытного образца представлена на рис. 7.

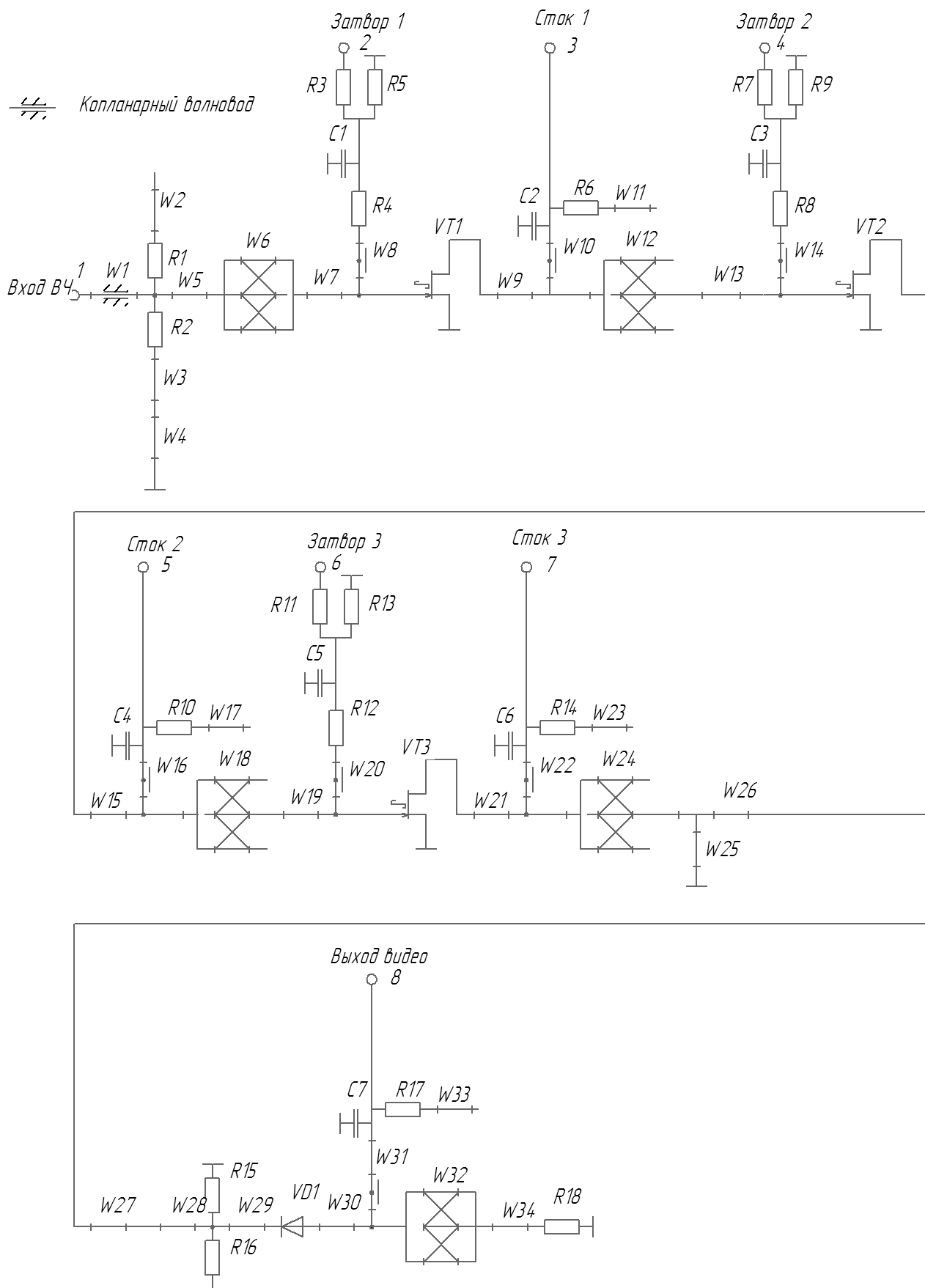


Рис. 7. Схема электрическая принципиальная опытного образца

Смоделированное Т-образное сочленение, расположенное в третьем каскаде усилителя приемного тракта и Х-образное сочленение, расположенное в первом каскаде усилителя приемного тракта, с целью уточнения их геометрических размеров.

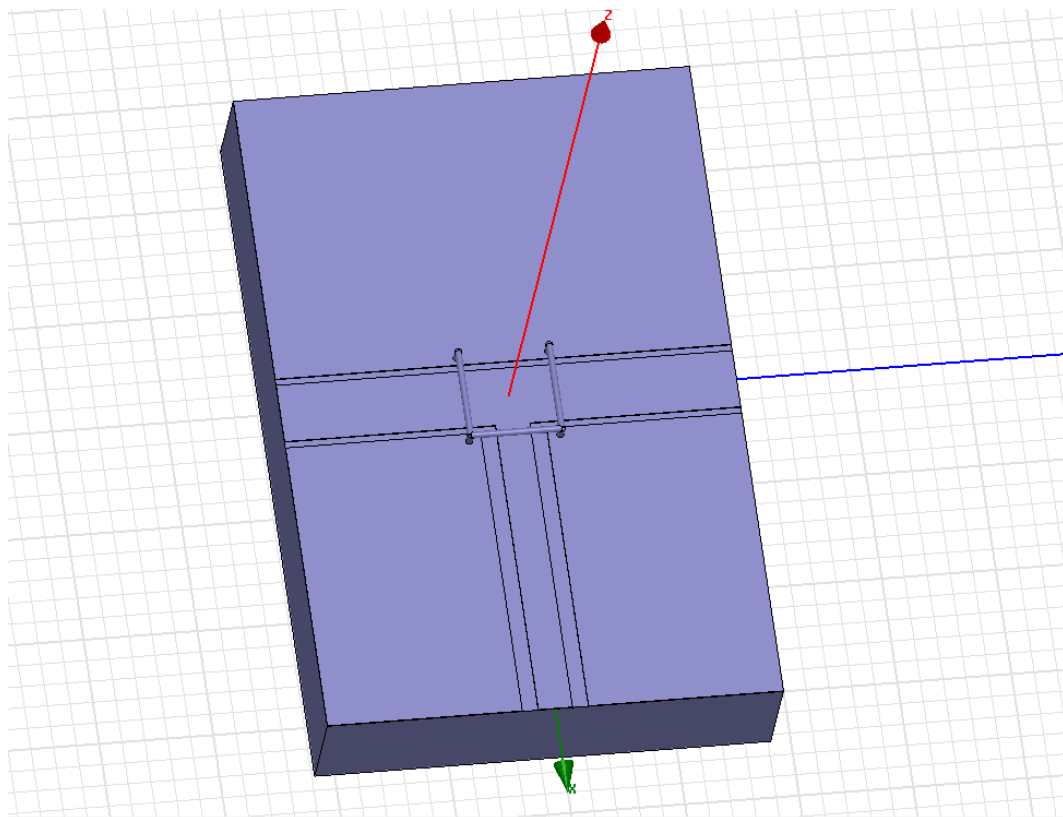


Рис. 8. Т-образное сочленение, расположенное в третьем каскаде усилителя приемного тракта

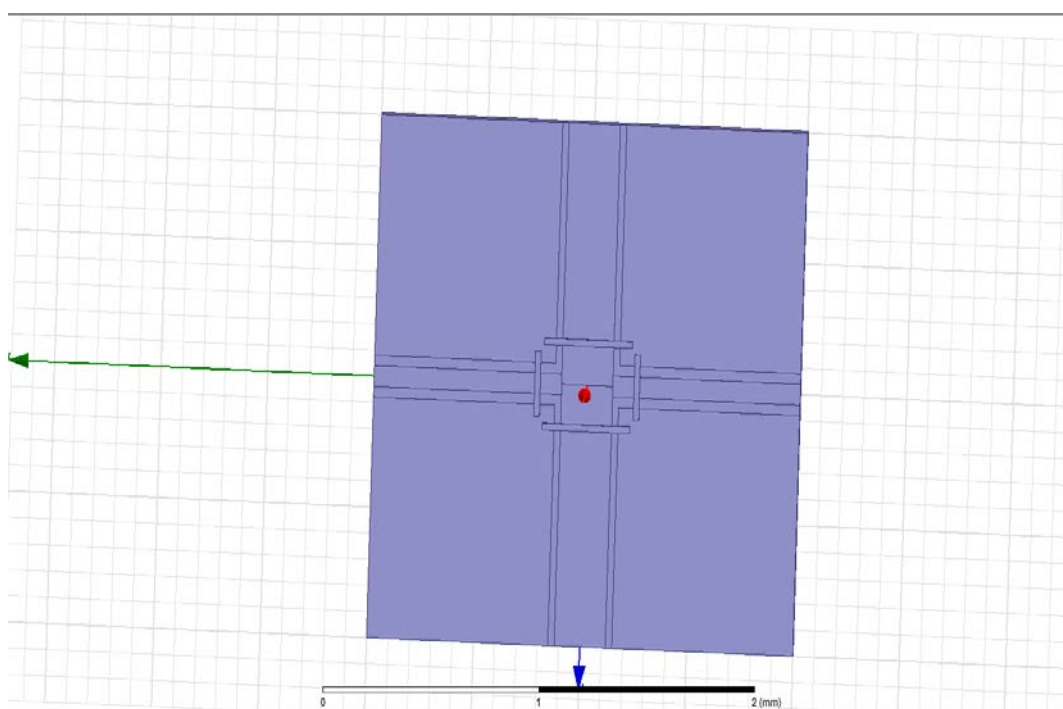


Рис. 9. Х-образное сочленение, расположенное в первом каскаде усилителя приемного тракта

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Была измерена тангенциальная чувствительность опытного образца в режиме импульсной модуляции в нормальных климатических условиях. Также опытный образец подвергался воздействиям пониженной (минус 60°C) и повышенной (+85°C) температуры.

Ниже для наглядности будут показаны графики, благодаря которым можно будет сравнить два образца: образец с импортной элементной базой (полевой транзистор EC2612) и опытный образец с отечественной элементной базой (полевой транзистор ЗПЗ107АН5). Образец с импортной элементной базой обозначен пунктирной линией, опытный образец – сплошной.

Расчёт тангенциальной чувствительности производился по следующей формуле:

$$P = D - A - Q,$$

где D – минус 30 дБ/Вт = 1 дВт; A – показание генератора; Q – поправка на потери мощности в кабеле и переходах.

На рис. 10 представлен график сравнения зависимости тангенциальной чувствительности от частоты в режиме импульсной модуляции опытного образца и образца с импортной элементной базой в нормальных климатических условиях в диапазоне частот 18...27 ГГц.

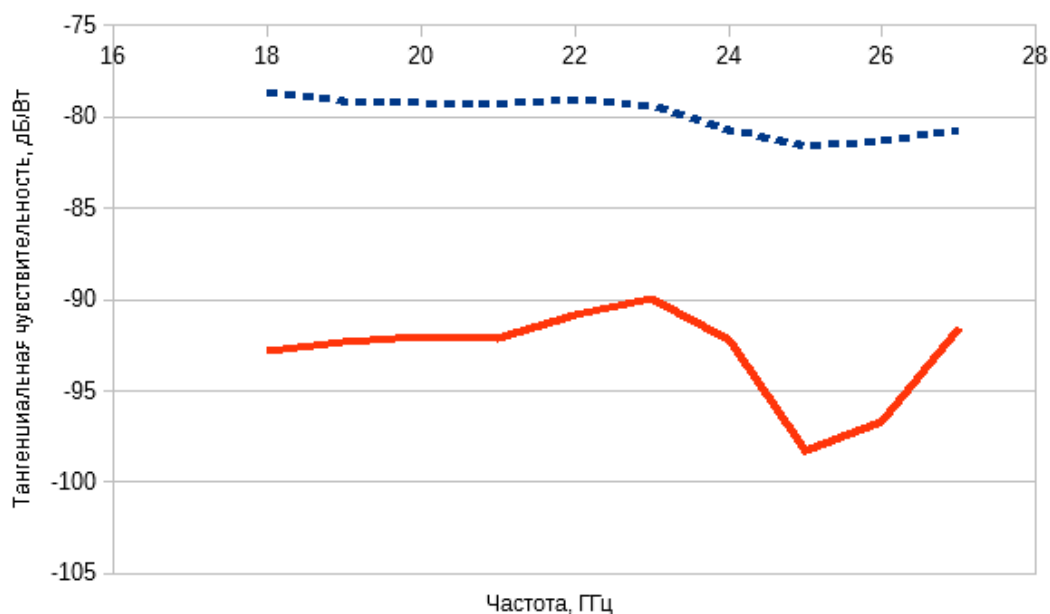


Рис. 10. График сравнения зависимости тангенциальной чувствительности от частоты в режиме импульсной модуляции опытного образца и образца с импортной элементной базой в нормальных климатических условиях в диапазоне частот 18...27 ГГц

Испытания воздействием пониженной (минус 60°C) и повышенной (+85°C) температур с участием опытного образца проводились в камере тепла и холода МС-71. Во время испытаний пониженной температурой (минус 60°C) и повышенной температурой (+85°C) образцы выдерживались в камере тепла и холода 2 часа.

На рис. 11 представлен график сравнения зависимости тангенциальной чувствительности от частоты в режиме импульсной модуляции опытного образца и образца с импортной элементной базой при пониженной температуре окружающей среды в диапазоне частот 18...27 ГГц.

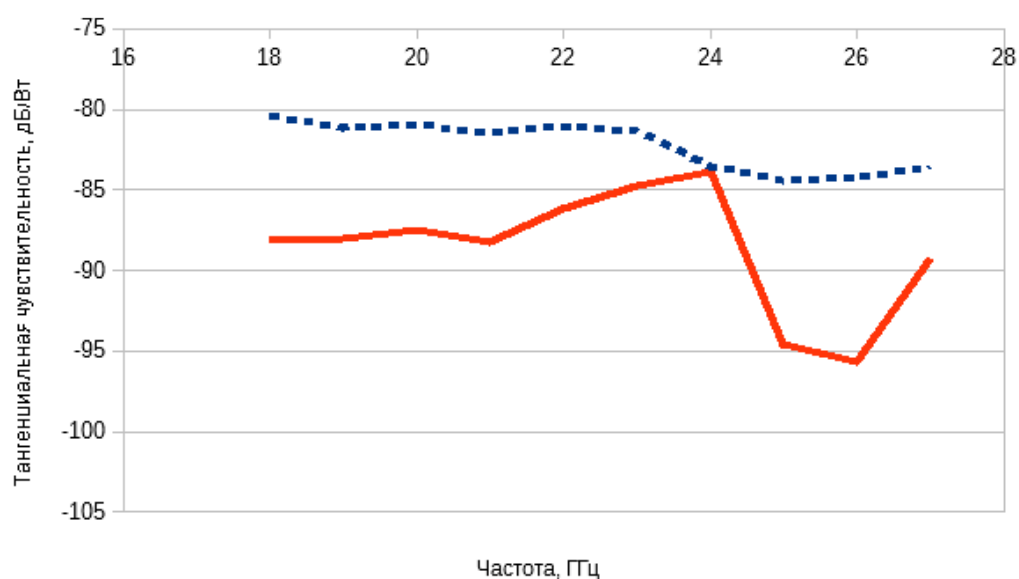


Рис. 11. График сравнения зависимости тангенциальной чувствительности от частоты в режиме импульсной модуляции опытного образца и образца с импортной элементной базой при пониженной температуре в диапазоне частот 18...27 ГГц

На рис. 12 представлен график сравнения зависимости тангенциальной чувствительности от частоты в режиме импульсной модуляции опытного образца и образца с импортной элементной базой при повышенной температуре окружающей среды в диапазоне частот 18...27 ГГц.

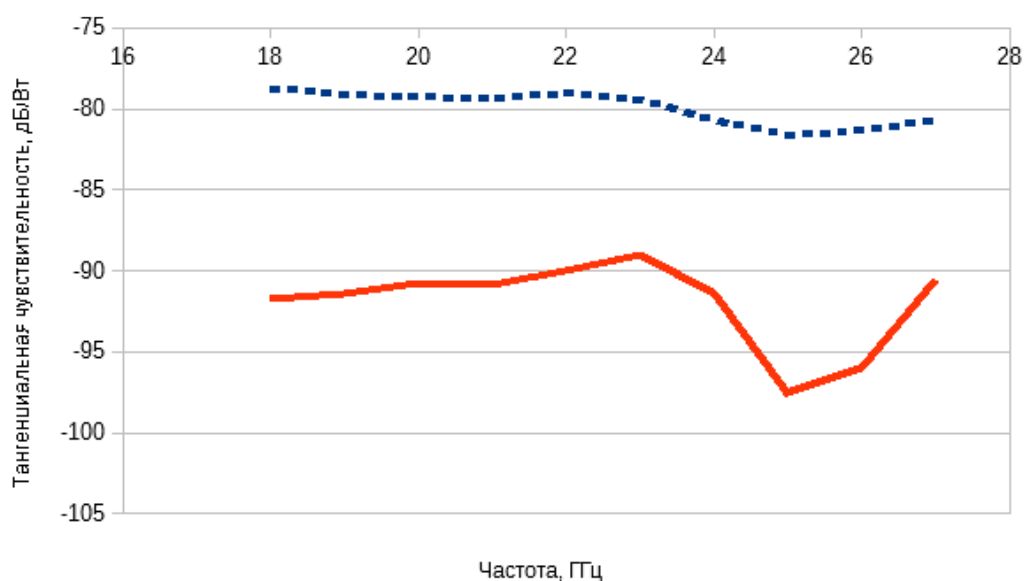


Рис. 12. График сравнения зависимости тангенциальной чувствительности от частоты в режиме импульсной модуляции опытного образца и образца с импортной элементной базой при повышенной температуре в диапазоне частот 18...27 ГГц

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Результатом данной работы служат успешно разработанная схема электрическая принципиальная. Графики показывают прирост чувствительности в среднем на 11 дБ/Вт, что является существенным. В будущем требуется уточнить расчетные характеристики для того, чтобы исключить неравномерность частотной характеристики, а именно: резкое увеличение тангенциальной чувствительности к частоте 25 ГГц, а затем ее спад к 27 ГГц.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исходя из графиков, представленных на рис. 10...12, можно сделать вывод, что опытный образец, в составе которого находятся отечественные полевые транзисторы 3ПЗ107АН5, превзошел образец с импортной элементной базой. Добиться этого получилось благодаря лучшему согласованию, верному расчету и моделированию копланарных волноводов, а также лучшей электромагнитной совместимости. Постепенное ухудшение тангенциальной чувствительности, происходящее по мере приближения к граничной частоте (18 ГГц), отмечающееся в образце с импортной элементной базой, не наблюдается в опытном образце.

Но стоит отметить, что неравномерность частотной характеристики отмечается в обоих образцах.

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает благодарность за помощь в работе научному руководителю Катунскому Евгению Александровичу, АО «ЦКБА».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ / Под ред. Н.Д. Девяткова. М.: Высшая школа, 1970. 440 с.

УДК 621.396.677.45

РАЗРАБОТКА И МАКЕТИРОВАНИЕ СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ПЕРЕНОСНОЙ КОНТРОЛЬНО-ПРОВЕРОЧНОЙ АППАРАТУРЕ

DEVELOPMENT AND PROTOTYPING OF HELICAL ANTENNAS FOR USE IN PORTABLE TEST EQUIPMENT

В. В. Прохоренко

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», Омск, Россия

V. V. Prokhorenko

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Рассмотрен процесс разработки и макетирования двух спиральных антенн на частоту 433 МГц, которые используются в переносной контрольно-проверочной аппаратуре. Приведе-

ны основные радиотехнические характеристики антенн. По результатам разработки выполнен сравнительный анализ двух спиральных антенн с кольцевой антенной в изделии и антенной в виде четвертьволнового монополя.

Ключевые слова: контрольно-проверочная аппаратура, спиральная антенна, четвертьволновый монополь, резонансная частота.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широко известны всенаправленные вертикально поляризованные антенны в виде несимметричного вибратора, расположенного над идеально проводящей поверхностью или над системой противовесов. Основным недостатком таких антенн с точки зрения использования их в переносной контрольно-проверочной аппаратуре (далее по тексту КПА) является их высота, составляющая $(0,2-0,25)\lambda$, где λ – рабочая резонансная длина волны антенны [1].

Существуют различные варианты конструктивного исполнения таких антенн. Одним из таких вариантов является четвертьволновый монополь, который обладает наилучшими характеристиками, но и рядом ограничений. Например, в ограниченном пространстве, в непосредственной близости от стен и подобных препятствий такие антенны могут работать не слишком хорошо из-за отражений и интерференции (вплоть до полного взаимного поглощения излученного и отраженного сигнала).

Спиральные антенны несколько хуже четвертьволнового монополя и более зависимы от окружения, но у них есть неоспоримое преимущество: при сравнимом ухудшении характеристик они имеют меньший размер.

Всенаправленная кольцевая антенна имеет наименьший размер, но из-за этого не способна обеспечить требуемый уровень усиления для качественного радиообмена между переносными модулями КПА.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задачей данной работы является разработка и макетирование спиральных антенн, а также поиск возможностей уменьшения габаритных размеров антенны при сохранении оптимальных радиотехнических характеристик. В результате к антенне были предъявлены следующие требования:

- резонансная частота 433,92 МГц;
- полоса частот от 430 до 440 МГц;
- КСВН, не более 2 (в условии размещения);
- коэффициент усиления, не менее минус 5 дБ (в направлении радиообмена);
- диаграмма направленности – ненаправленная (тор);
- входное/выходное сопротивление нагрузки 50 Ом;
- высота антенны 40 мм, не более.

III. ТЕОРИЯ

На начальном этапе, чтобы верно понимать, какие характеристики имеет штатная кольцевая антенна в изделии, было проведено электродинамическое моделирование в программе ANSYS HFSS. Конструктивно данная антенна представляет собой основание, изолятор, коаксиальную линию питания, разомкнутый кольцевой проводник, одним концом соединенный с основанием, и переменный конденсатор, включенный между другим концом кольцевого

проводника и основанием. Кольцевой проводник выполнен в виде печатного металлического разомкнутого кольца, расположенного по краю одной стороны круглой диэлектрической платы, установленной на изоляторе параллельно основанию [2].

Для более точного получения необходимых характеристик модель антенны была установлена на металлическое основание, которое представляет собой часть КПА с размерами $270 \times 90 \text{ мм}^2$. Модель кольцевой антенны показана на рис. 1. На рис. 2 и 3 приведены радиотехнические характеристики антенны.

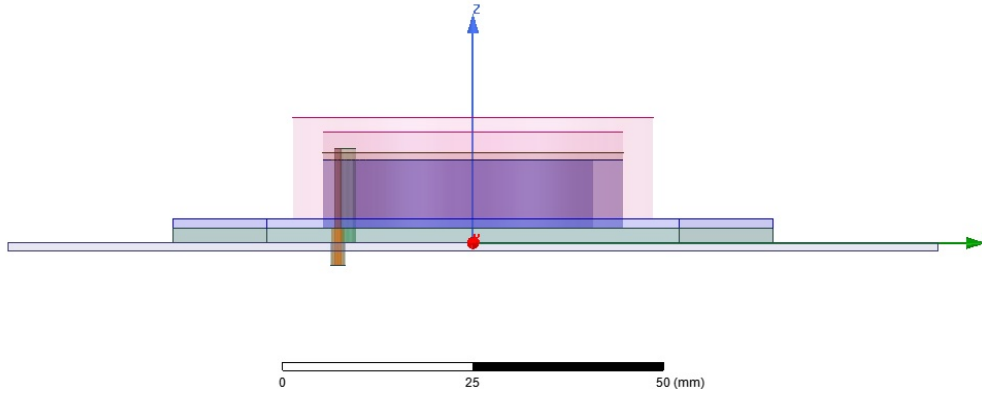


Рис. 1. Модель кольцевой антенны в программе HFSS

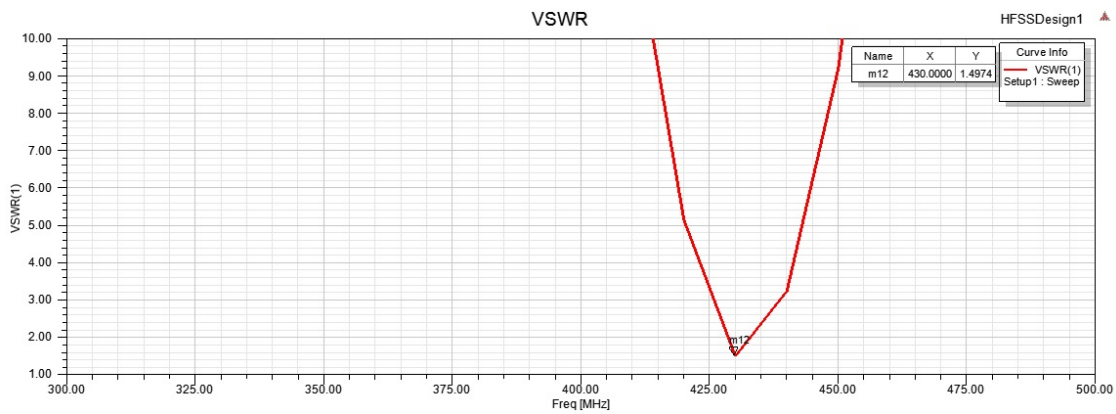


Рис. 2. КСВН модели кольцевой антенны

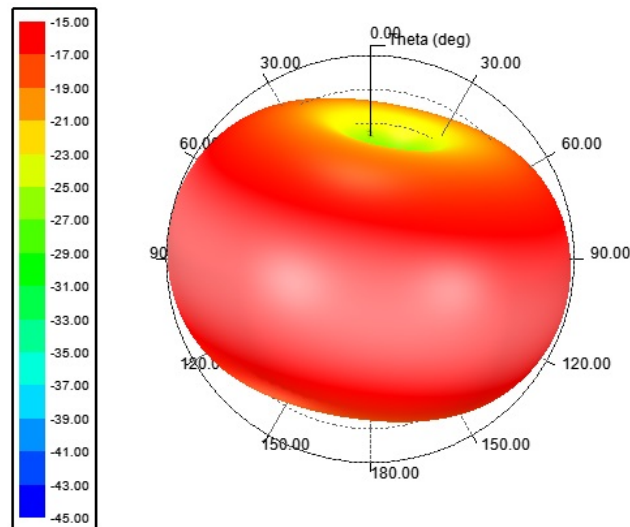


Рис. 3. Трехмерная диаграмма кольцевой антенны со шкалой усиления

После получения характеристик для кольцевой антенны в программе HFSS было принято решение выполнить моделирование четвертьволнового монополя на таком же основании: это необходимо для того, чтобы в будущем провести сравнительный анализ нескольких вариантов конструкции антенн и найти среди них оптимальное решение. Длина монополя на частоте 433 МГц составляет порядка 170 мм. Модель и характеристики антенны приведены на рис. 4-6.

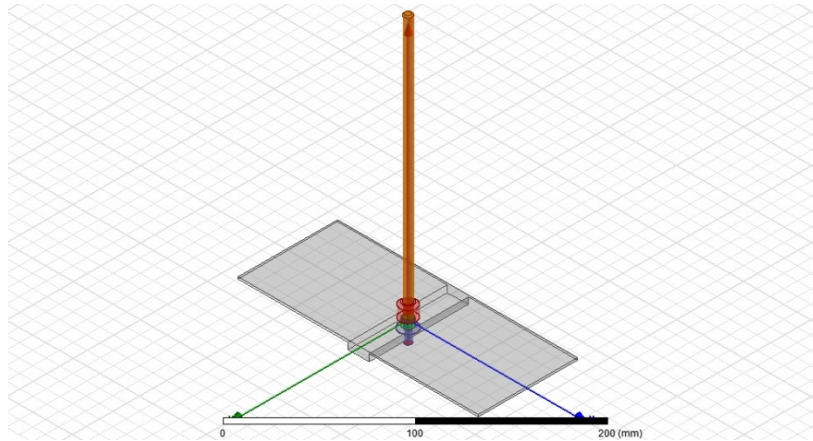


Рис. 4. Модель четвертьволнового монополя в программе HFSS

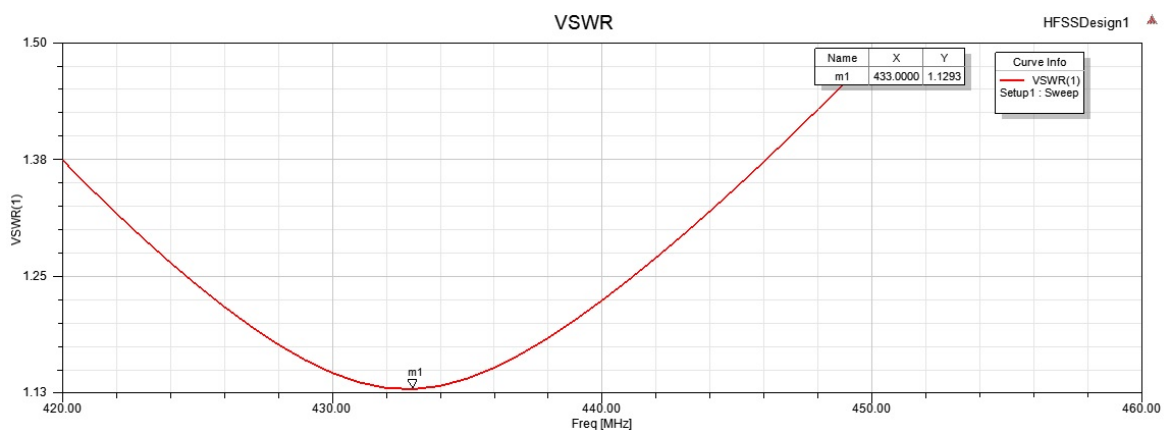


Рис. 5. КСВН модели четвертьволнового монополя

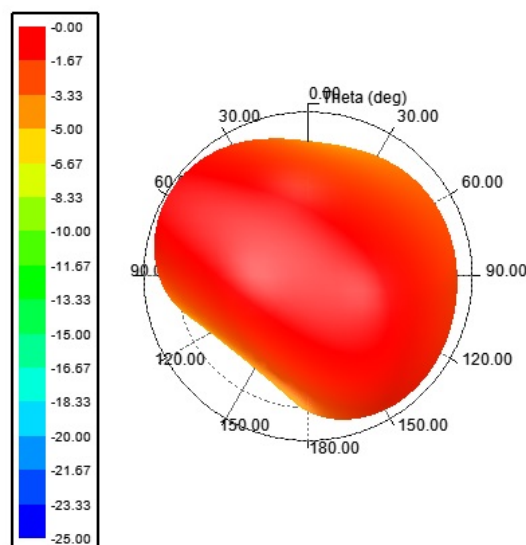


Рис. 6. Трехмерная диаграмма четвертьволнового монополя со шкалой усиления

Четвертьволновый монополю имеет хорошие характеристики, но также имеет большой размер. Существует готовое покупное решение уменьшенного варианта такой антенны. Монополю сворачивают в спираль, что позволяет значительно уменьшить размер, при этом не сильно теряя в характеристиках.

Таким образом, антенна представляет собой свернутый в спираль монополю, установленный на основание. Для фиксации спирали используется цилиндр из пенопласта, он также влияет на значение резонансной частоты. На цилиндр из пенопласта установлена крышка из фенелона, которая крепится к основанию. Модель антенны показана на рис. 7, на рис. 8, 9 приведены характеристики антенны.

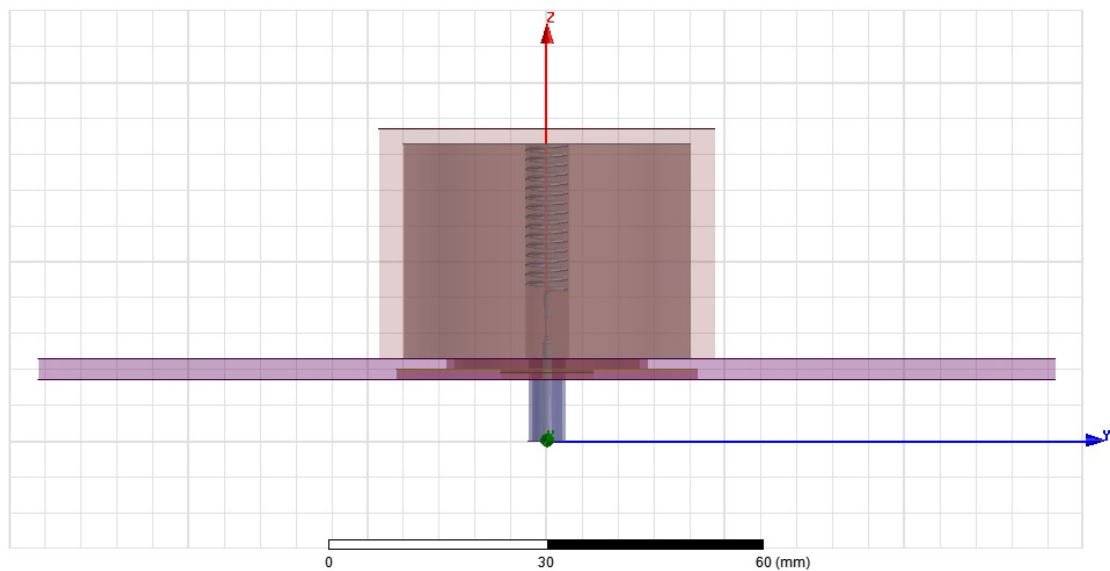


Рис. 7. Модель спиральной антенны в программе HFSS

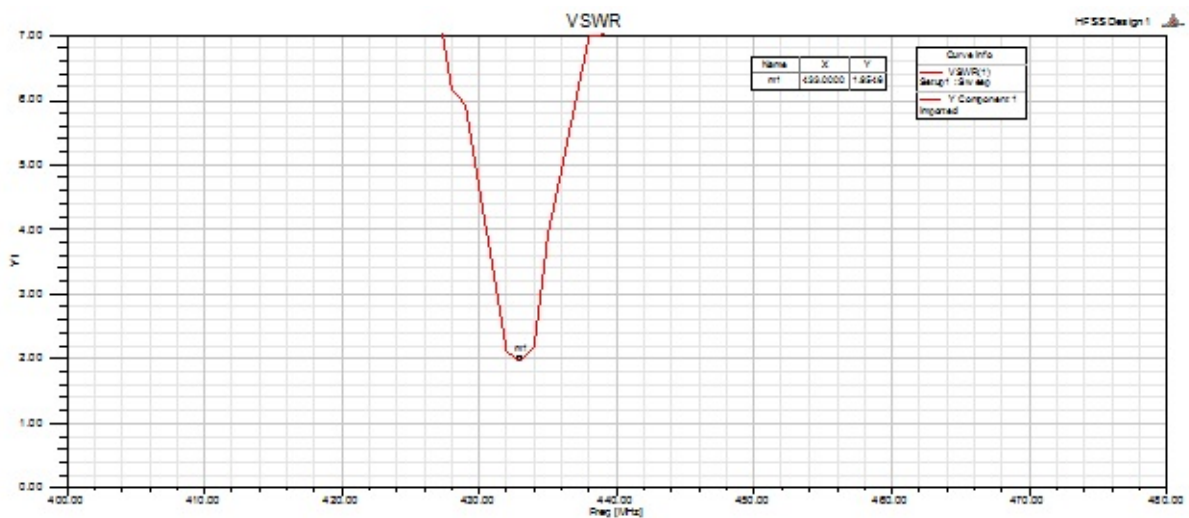


Рис. 8. КСВН модели спиральной антенны

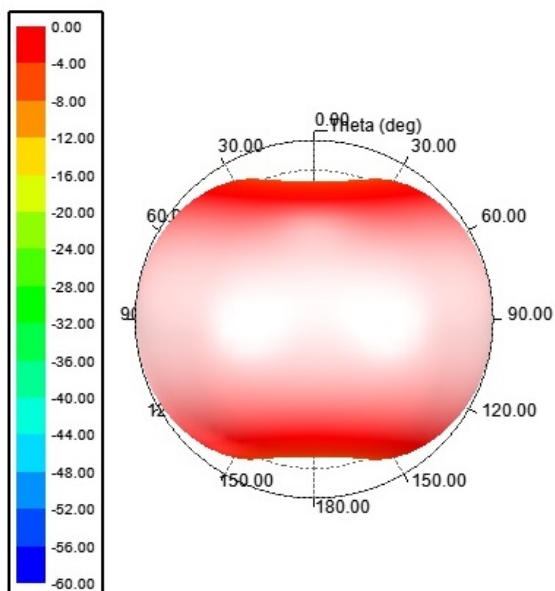


Рис. 9. Трехмерная диаграмма спиральной антенны со шкалой усиления

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

По результатам моделирования в программе HFSS было изготовлено два макета спиральных антенн, и четвертьволновый монополюль. Кольцевая антенна, которая является штатной в изделии, была изготовлена ранее и также приняла участие в экспериментальных измерениях.

Измерения проводились на макете КПА, в котором было предусмотрено стандартное посадочное место под антенны. Результаты измерений КСВН кольцевой, четвертьволновой и двух спиральных антенн представлены на рис. 10-13. Результаты измерений диаграмм направленности приведены на рис. 14, 15. Результаты измерений принимаемой мощности каждой антенны показаны на рис. 16. В табл. 1. приведена сравнительная характеристика каждого варианта антенн в зависимости от уровня принимаемой мощности.

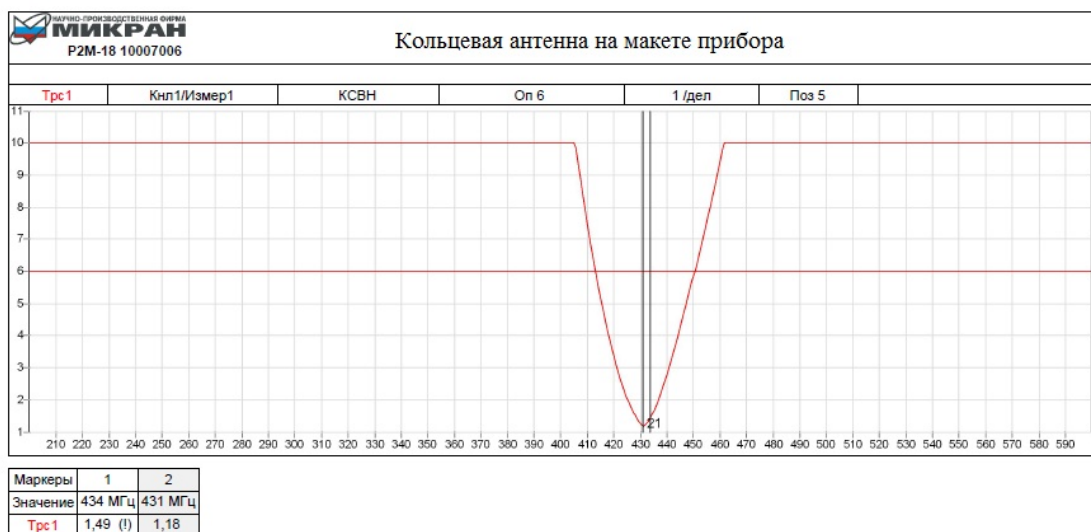


Рис. 10. КСВН кольцевой антенны на макете прибора

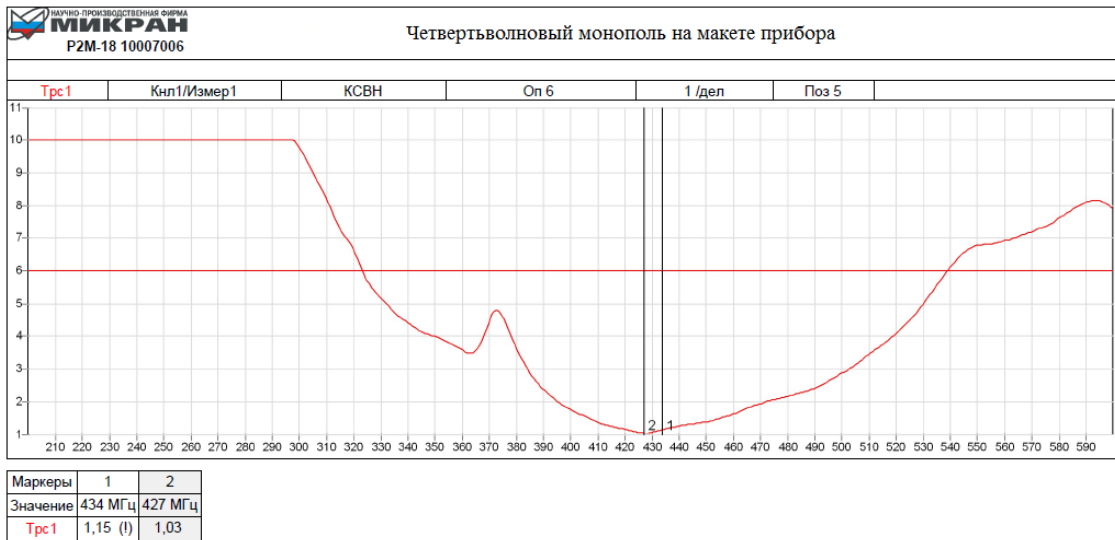


Рис. 11. КСВН четвертьволнового монополюса на макете прибора

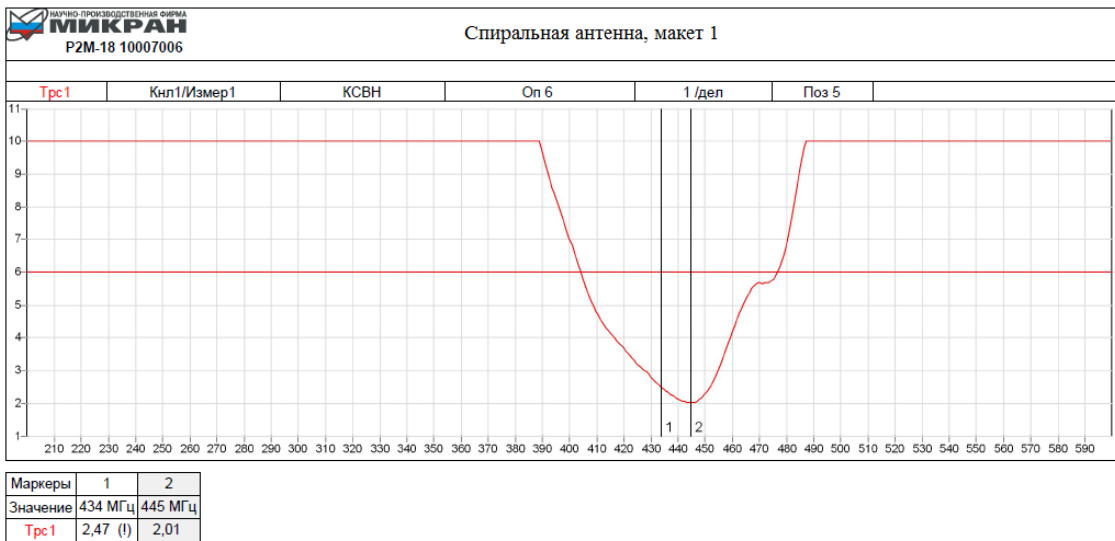


Рис. 12. КСВН спиральной антенны (макет 1) на макете прибора

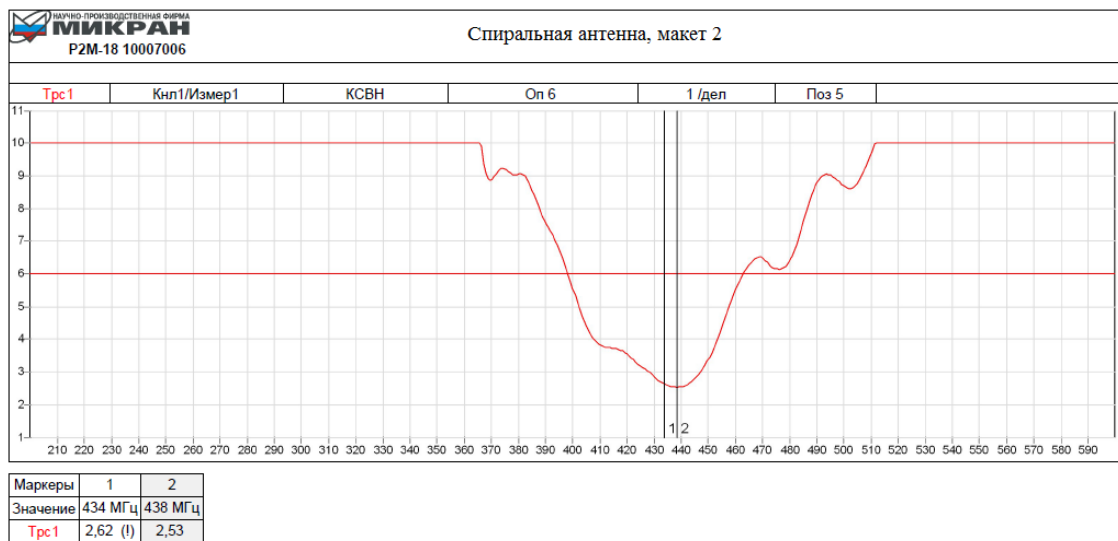


Рис. 13. КСВН спиральной антенны (макет 2) на макете прибора

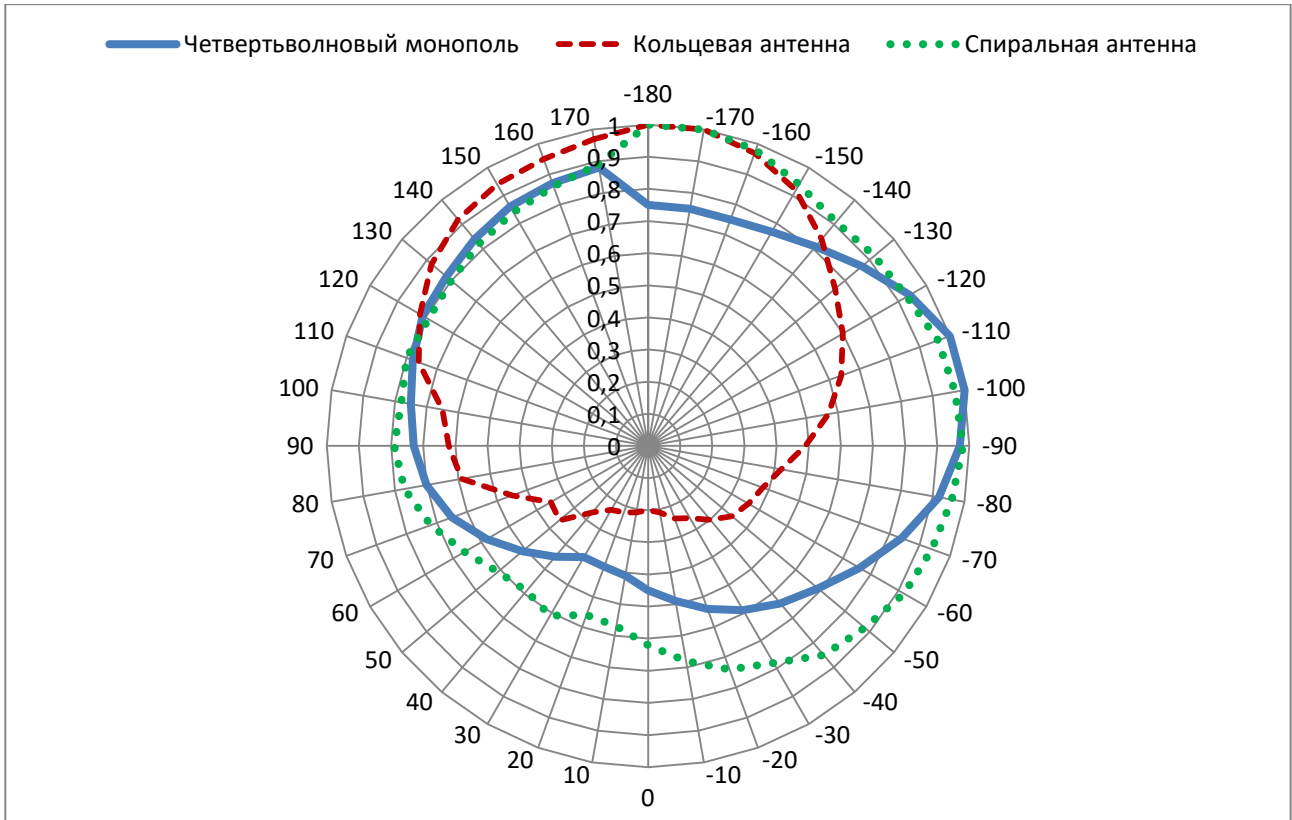


Рис. 14. Диаграммы направленности в плоскости $\theta = 0$ градусов, $\phi = \pm 180$ градусов

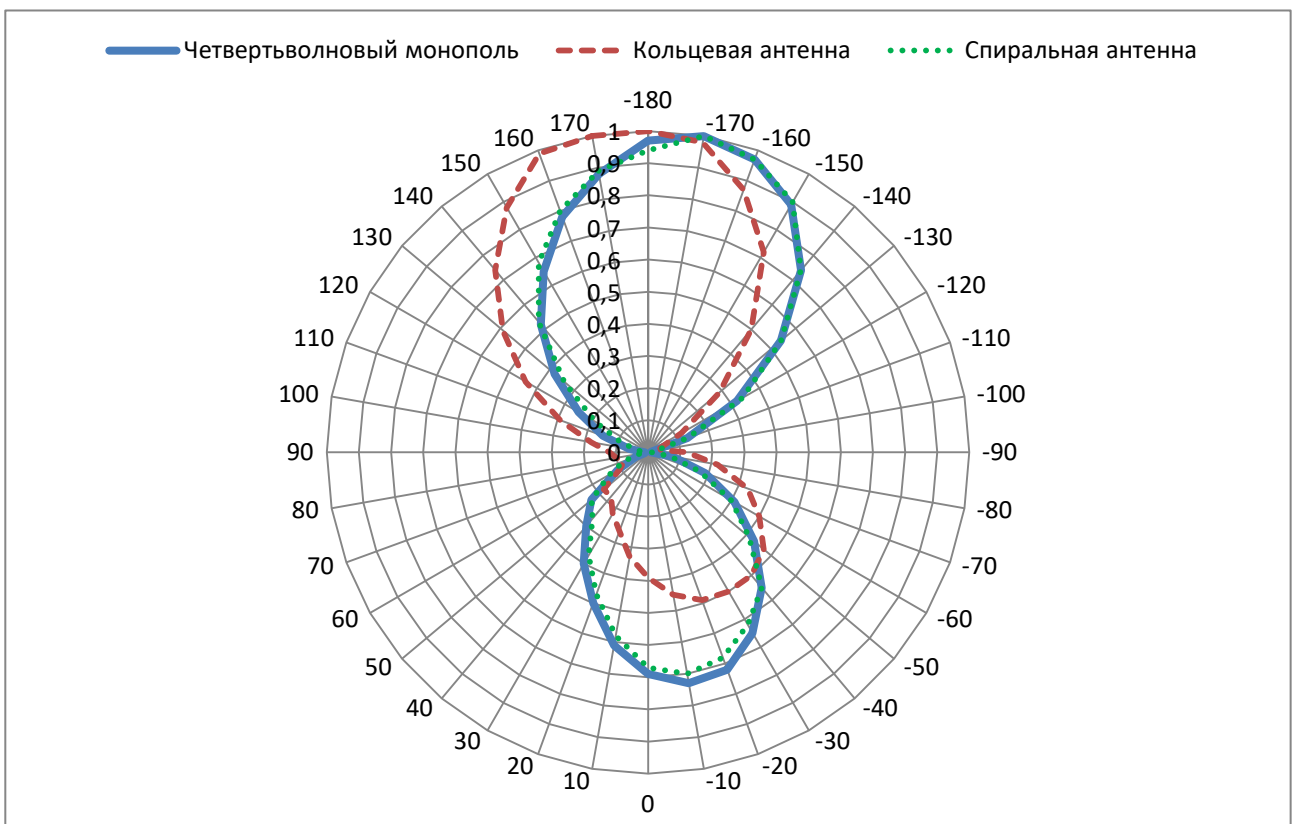


Рис. 15. Диаграммы направленности в плоскости $\theta = \pm 180$ градусов, $\phi = 0$ градусов

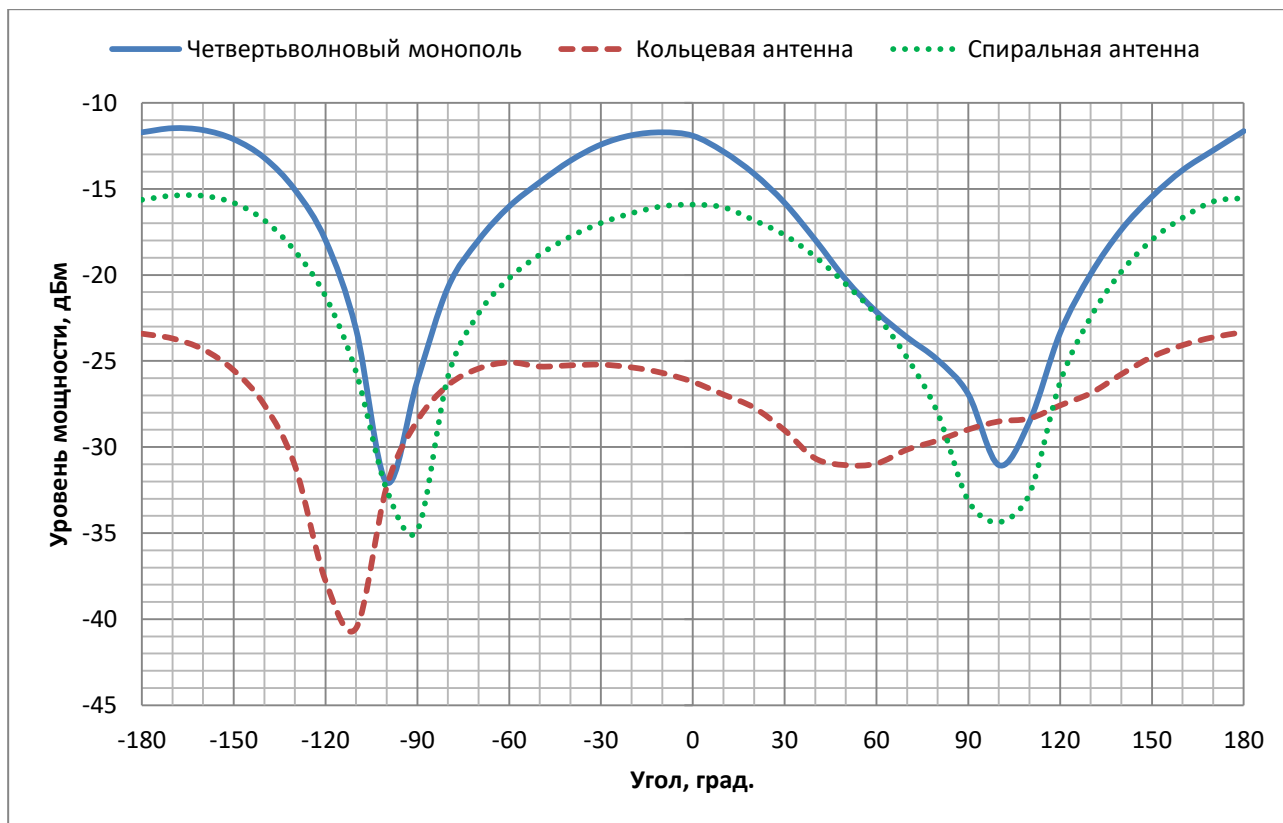


Рис. 16. Уровень мощности принимаемого сигнала для разных вариантов антенн

Таблица 1

**СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВАРИАНТОВ АНТЕНН
ПО УРОВНЮ МОЩНОСТИ**

Антенна	Мощность, дБм
Четвертьволновый монополь	минус 12
Кольцевая антенна	минус 26
Спиральная антенна макет 1	минус 16
Спиральная антенна макет 2	минус 17

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ данных на рис. 10-13 подтвердил расчетные значения КСВН. Лучшим вариантом также оказался четвертьволновый монополь: он имеет в пределах своей резонансной частоты хорошую ширину диапазона и самое малое значение КСВН. Кольцевая и спиральная антенны, напротив, имеют значительно более узкий диапазон околорезонансной частоты.

На рис. 14-15 видно, что спиральная антенна имеет более широкую диаграмму направленности по сравнению с другими антеннами, а это очень важно для качества радиообмена.

По уровню мощности принимаемого сигнала спиральная антенна уступает всего 4-5 дБ четвертьволновому монополю, но при этом имеет выигрыш по сравнению с кольцевой на 9-10 дБ, как показано на рис.16 и в табл.1. Это делает ее оптимальным решением для использования в качестве антенны, применяемой при радиообмене в переносных КПА

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам работы были разработаны, изготовлены макеты двух спиральных антенн, а также четвертьволнового монополя. Проведены измерения основных радиотехнических характеристик. В ходе анализа полученных данных удалось найти оптимальное решение в части габаритных размеров и усиления антенны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ротхаммель К. Антенны / под ред. инж. А. Кришке, 11-е изд. М.: Данвел. 2005. 409 с.
2. Пат. RU2625251 Российская Федерация, МПК H01Q1/38. Всенаправленная кольцевая антенна / Кохнюк Д. Д., Боровик И. А., Коробейников Н. В., Федоров Я. В., Пальчик И. Е. № 2016134179; заявл. 19.08.2016; опубл. 12.07.2017, Бюл. № 20.

УДК 621.396.969.3

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЧАСТОТНОГО ДИСКРИМИНАТОРА

MATHEMATICAL MODEL OF FREQUENCY DISCRIMINATOR

Д. В. Сапожников

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики, Омск, Россия

D. V. Sapozhnikov

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. В содержании приведены математические выражения, которые позволяют проанализировать выходные характеристики частотного дискриминатора СВЧ, относительно изменения характеристик элементов с распределенными параметрами, входящих в его состав. Неравномерность характеристик коэффициентов передачи показывают отклонение данных характеристик от расчетных. Эти расчеты и их результаты годны для выбора и проектирования конфигурации линии задержки.

Ключевые слова: квадратурный делитель мощности, частотный дискриминатор, детектирование сигнала, математическая модель.

I. ВВЕДЕНИЕ

Цель расчета частотного дискриминатора (ЧД) СВЧ диапазона $[1, 2]$ - это получение на выходе особого ряда напряжений, соответствующих частоте требуемого диапазона.

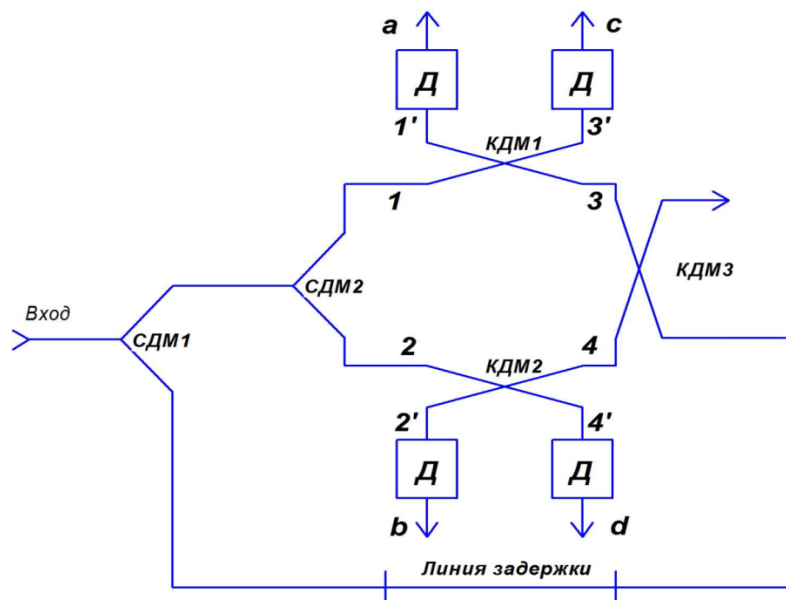


Рис. 1. Структурная схема частотного дискриминатора

Схема, показанная на рис. 1, широко применяется в частотных дискриминаторах приемников прямого усиления, позволяющая соотнести значение входной частоты и набора из четырех напряжений для этой частоты, сдвинутые относительно друг друга на 90° (рис. 2).

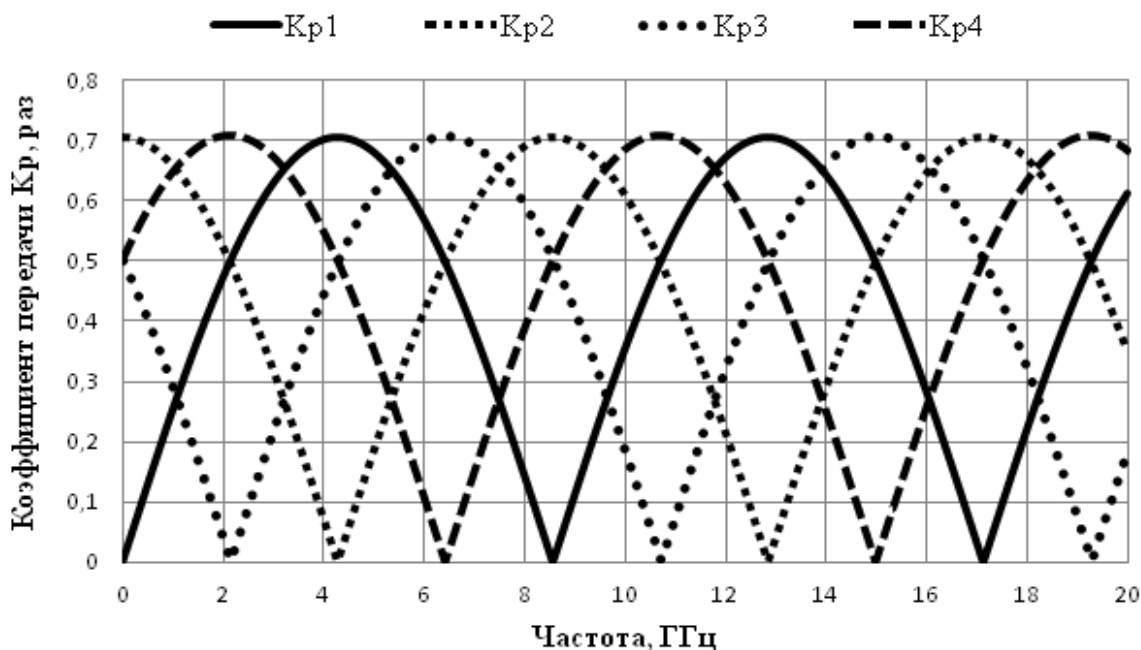


Рис. 2. Коэффициенты передачи частотного дискриминатора СВЧ (точки 1', 2', 3', 4' рис.1)

Рассмотрим один период фазочастотной характеристики (ФЧХ) частотного дискриминатора, который соответствует диапазону частот 0 ГГц - 8,2 ГГц (рис. 2). Вследствие обратных связей, переотражений и конечного значения развязки сигнала (рис. 3) в ФЧХ нелинейные участки, что приводит к неоднозначности при определении частоты.

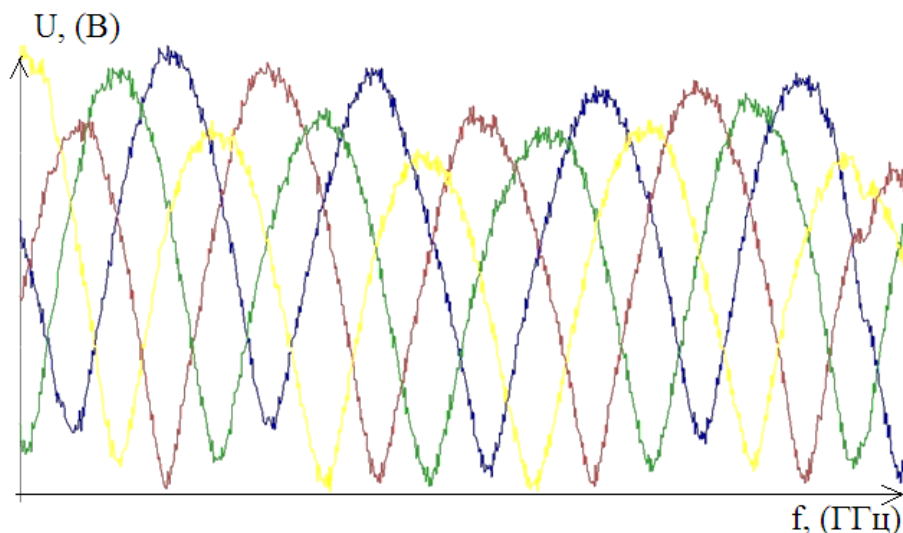


Рис. 3. Выходные напряжения частотного дискриминатора (точки a, b, c, d рис.1)

Сдвиг фаз выходного сигнала принимает близкие значения 90° , т.к. флуктуирует из-за неидеальности и частотной зависимости квадратурных делителей мощности (КДМ) [3, 4].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Наибольшее практическое применение получила описанная в данной статье математическая модель частотного дискриминатора СВЧ диапазона, реализованного по схеме (рис. 1). Попытка описать в модели неравномерность коэффициента передачи КДМ, развязку между плечами делителей мощности, является успешной и применима на практике.

III. ТЕОРИЯ

Для исследования ЧД выберем частотный диапазон 1 ГГц – 7,5 ГГц. На вход исследуемого устройства (рис. 1) подается радиосигнал, описываемый уравнением $U_{in}(t) = Ae^{j\omega t}$.

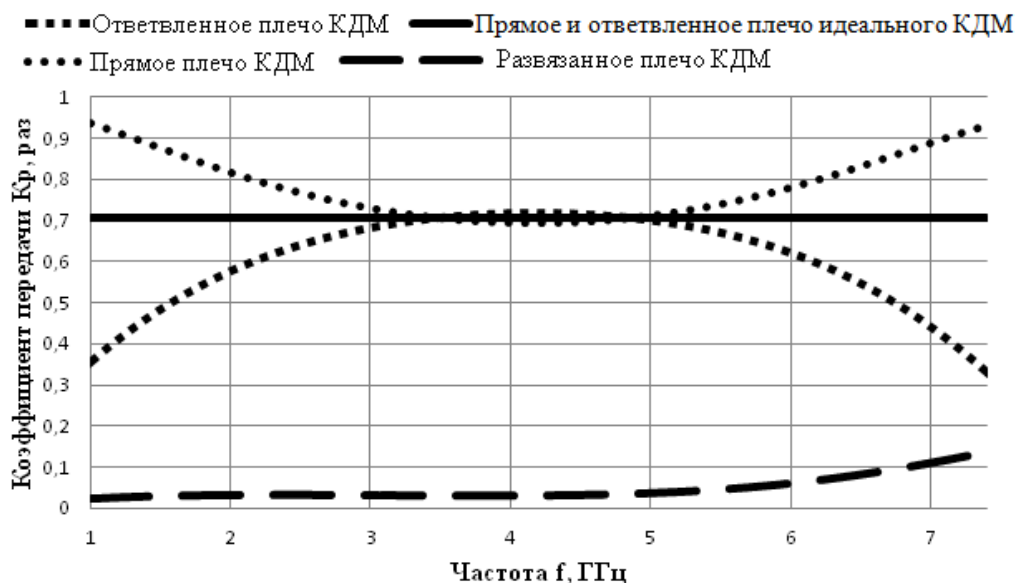


Рис. 4. Характеристики сигнала в КДМ

Мощности деленного сигнала в прямом и ответвленном плечах приблизительно равны (рис. 4). Если учесть, что при прохождении сигнала через КДМ его амплитуда изменяется, то его поведение можно описать следующими выражениями:

$$1: U_1(t) = \frac{A}{2} \cdot e^{j\omega t}$$

$$2: U_2(t) = \frac{A}{2} \cdot e^{j\omega t}$$

$$3: U_3(t) = \frac{A}{2} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_l)}$$

$$4: U_4(t) = \frac{A}{2} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_l + \frac{\pi}{2})}$$

где: $\varphi_l = \frac{2\pi l}{\lambda_d} = \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}$ (рад) - фазовая задержка сигнала, вносимая линией задержки (ЛЗ).

Суммарный сигнал в точках 1', 2', 3', 4' (рис. 1) после прохождения всех КДМ описывается следующими уравнениями:

$$1': U_{1'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_l)} + \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})}$$

$$2': U_{2'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_l + \frac{\pi}{2})} + \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2})}$$

$$3': U_{3'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_l + \frac{\pi}{2})} + \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t)}$$

$$4': U_{4'}(t) = \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t + \pi + \varphi_l)} + \frac{A}{2\sqrt{2}} \cdot e^{j(\omega t)}$$

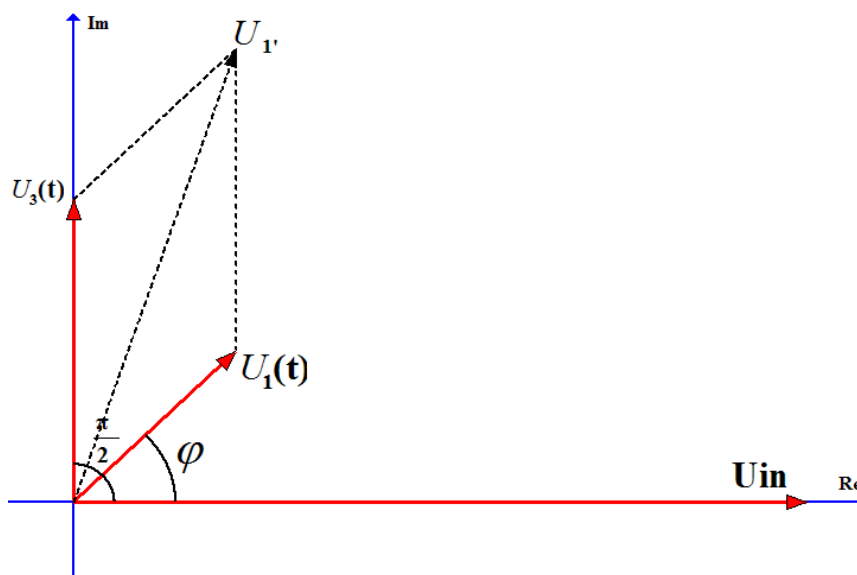


Рис. 5. Векторное представление комплексного сложения сигнала в плечах КДМ

Амплитуду напряжения в точке 1' представим векторным сложением комплексного представления сигнала (рис. 5):

$$1': U_{1'}(f) = \sqrt{2\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi_l\right)} \quad (1)$$

Аналогично для 2', 3', 4' запишем:

$$2': U_{2'}(f) = \sqrt{2\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}} \cos(\pi - \varphi_l)} \quad (2)$$

$$3': U_{3'}(f) = \sqrt{2\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_l\right)} \quad (3)$$

$$4': U_{4'}(f) = \sqrt{2\left(\frac{A}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 2\frac{A \cdot A}{2\sqrt{2} \cdot 2\sqrt{2}} \cos(\varphi_l)} \quad (4)$$

Выходные напряжения дискриминатора (рис. 1) пропорциональны коэффициентам передачи, которые описываются следующими математическими выражениями (рис. 2):

$$K_{U_{1'}}(f) = \frac{U_{1'}(f)}{A}.$$

$$K_{U_{2'}}(f) = \frac{U_{2'}(f)}{A}.$$

$$K_{U_{3'}}(f) = \frac{U_{3'}(f)}{A}.$$

$$K_{U_{4'}}(f) = \frac{U_{4'}(f)}{A}.$$

В данной модели уже учтены не идентичности, присущие широко применяемому КДМ «Ответвитель Ланге» [5, 6]. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) делителя мощности в диапазоне 1 ГГц-7,5 ГГц (рис. 4) получены в системе автоматизированного проектирования AWR [9]. Аппроксимируем АЧХ (рис. 4), применяя уравнения параболы, получим коэффициенты передачи для прямого плеча:

$$K_{dir}(f) = \frac{(f-4.2 \cdot 10^9)^2}{4.3 \cdot 10^{19}} + 0.7 \quad (5)$$

и ответвленного плеча:

$$K_{coup}(f) = \frac{-(f-4.2 \cdot 10^9)^2}{2.9 \cdot 10^{19}} + 0.7 \quad (6)$$

Учитывая утечку энергии сигнала в развязанное плечо, преобразуем амплитуду в точках 1, 2, 3, 4 по той же методике, что и для получения уравнений (1) – (4). Учитывая развязку сигналов, представим амплитуды в этих точках уравнениями:

$$1: A_1(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{dir}(f) K_D\right)^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2 - 2 \frac{A \cdot A \cdot K_{dir}(f) \cdot K_D}{2\sqrt{2}} \cos(\varphi_{coup})}$$

$$2: A_2(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{dir}(f)\right)^2 + \left(\frac{A \cdot K_D}{2}\right)^2 - 2 \frac{A \cdot A \cdot K_{dir}(f) \cdot K_D}{2\sqrt{2}} \cos(\varphi_{coup})}$$

$$3: A_3(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{coup}(f) K_D\right)^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2 - 2 \frac{A \cdot A \cdot K_{coup}(f) \cdot K_D}{2\sqrt{2}} \cos(\varphi_{coup})}$$

$$4: A_4(f) = \sqrt{\left(\frac{A}{\sqrt{2}} K_{coup}(f)\right)^2 + \left(\frac{A \cdot K_D}{2}\right)^2 - 2 \frac{A \cdot A \cdot K_{coup}(f) \cdot K_D}{2\sqrt{2}} \cos(\varphi_{coup})}$$

где K_D - коэффициент развязки,

φ_{coup} – фазовый набег, обусловленный распространением электромагнитной волны от входа к развязанному плечу (может принимать значения от 0 до π рад.).

С учетом развязки КДМ, а также формул (5), (6), приведены аналитические выражения, описывающие амплитуду сигнала в точках 1', 2', 3', 4' (рис. 1):

$$U_{1'}(f)$$

$$= \sqrt{\left[\frac{A \cdot (K_{dir}(f))^2}{\sqrt{2}}\right]^2 + (A_1(f) \cdot K_{coup}(f))^2 - 2 \frac{A_1(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)}$$

$$U_{2'}(f)$$

$$= \sqrt{\left[\frac{A \cdot (K_{dir}(f))^2}{\sqrt{2}}\right]^2 + (A_2(f) \cdot K_{coup}(f))^2 - 2 \frac{A_2(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\pi - \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)}$$

$$U_{3'}(f)$$

$$= \sqrt{\left[\frac{A \cdot (K_{dir}(f))^2}{\sqrt{2}}\right]^2 + (A_3(f) \cdot K_{coup}(f))^2 - 2 \frac{A_3(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)}$$

$$U_{4'}(f) = \sqrt{\left[\frac{A \cdot (K_{dir}(f))^2}{\sqrt{2}}\right]^2 + (A_4(f) \cdot K_{coup}(f))^2 - 2 \frac{A_4(f) \cdot A \cdot (K_{dir}(f))^2 K_{coup}(f)}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{2\pi l f \sqrt{\varepsilon_{эфф}}}{c}\right)}$$

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

На рис. 6 изображены АЧХ КДМ для случая $\varphi_{coup} = \pi$, $K_D = 0,16$. Если сравнить графики рис. 2 и рис. 6, станет понятно, что конечное значение развязки и нелинейность коэффициентов передачи негативно сказываются на характеристиках дискриминатора, а значит и на составной части и на изделии в целом.

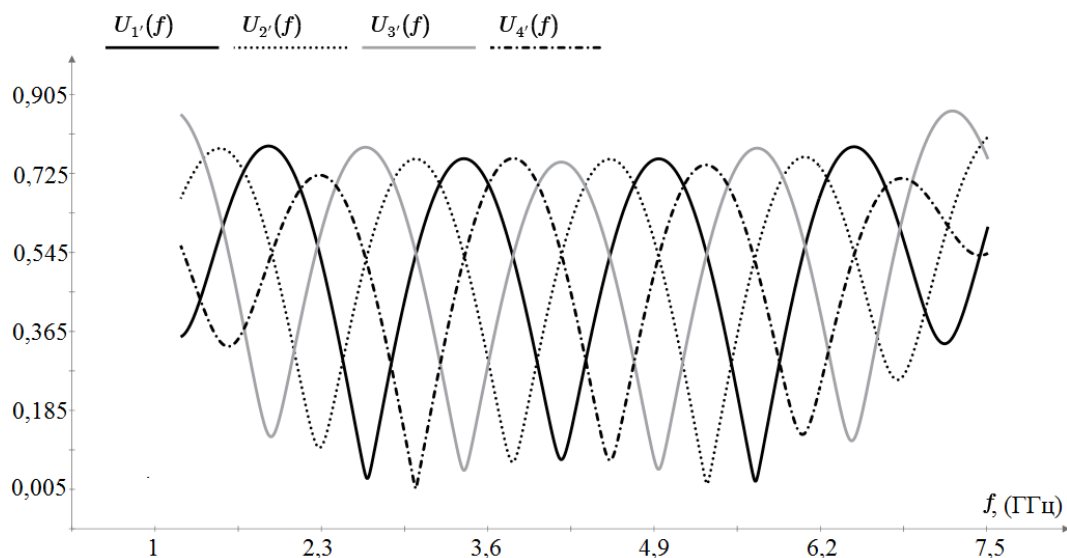


Рис. 6. Амплитуды сигнала на выходах КДМ

Графики на рис. 3 имеют более изрезанную характеристику, по сравнению с рис. 6, из-за того, что данная модель не способна учитывать все неидентичности, которые выявляются при реализации на практике.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Считаем, что описанная модель позволяет качественно оценить характеристики устройства на этапе разработки, а также осуществлять выбор делителей мощности, используемых в составе ЧД. Приведены графики коэффициентов передачи, позволяющие оценить степень отклонения характеристик от расчетных. Результаты расчетов могут быть использованы для определения необходимой конфигурации реализуемой линии задержки на этапе разработки изделия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mohr R. J., Broadband Microwave Discriminator (Correspondence). // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. 1963. Vol. 11. P. 263–264. Doi: 10.1109/TMTT.1963.1125658.
2. Mishra S. R., Wadhwa R. P. Development of an X-band Waveguide Frequency Discriminator // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1970. Vol. 18. P. 660–661. DOI 10.1109/TMTT.1970.1127312.
3. Power Dividers and Couplers, <http://www.aps.anl.gov/asd/people/nassiri/US-PAS2003/Lecture10.pdf> (дата обращения: 03.04.2017).
4. Couplers and Splitters, <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/couplers-and-splitters> (дата обращения: 03.04.2017).
5. Lange J. Interdigitated Strip-Line Quadrature Hybrid. // IEEE G-MTT International Microwave Symposium. 1969. P. 10–13. DOI: 10.1109/GMTT.1969.1122649.
6. Lange Julius, «Interdigitated strip line coupler» US patent № 3516024, filed December 30th, 1968, published June 2nd, 1970.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА СВЧ-КВЧ ДИАПАЗОНА

WIDEBAND SPIRAL ANTENNA SUPERHIGH AND EXTREMELY-HIGH FREQUENCIES RANGE

Г. Н. Селиванова

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

G. N. Selivanova

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Представлена широкополосная спиральная антенна диапазона сверхвысоких и крайне высоких частот, содержащая плоскую печатную спиральную плату, согласующий симметрирующий трансформатор и металлический цилиндрический резонатор с диэлектрическим заполнением. Предложенная структура оптимизирована с целью повышения коэффициента усиления антенны в рабочем диапазоне частот, приведены примеры конструктивных решений. Представлены результаты моделирования и экспериментальных измерений основных радиотехнических характеристик широкополосной спиральной антенны, подтверждающие улучшение коэффициента усиления относительно базовой конструкции при выполнении требований к остальным РТХ. Увеличение коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот составляет не менее 2 дБ.

Ключевые слова: широкополосная спиральная антенна, электродинамическое моделирование, сверхвысокие частоты, крайне высокие частоты.

I. ВВЕДЕНИЕ

Современное развитие радиолокационных систем характеризуется постоянным ростом требований к миниатюризации аппаратуры. Одним из ключевых компонентов радиолокационных систем является антенная система. В современных радиотехнических системах пеленгации широко используются спиральные антенны благодаря их широкополосности и малогабаритности.

Учитывая жесткие требования к массогабаритным показателям антенных систем, которые существенно влияют на чувствительность и точность пеленгования, актуальной является задача разработки широкополосной спиральной антенны с увеличенным коэффициентом усиления.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью настоящей работы является поиск конструктивных решений для обеспечения повышения коэффициента усиления спиральной антенны, предназначенной для функционирования в составе антенной системы пеленгатора диапазона сверхвысоких (СВЧ) и крайне высоких частот (КВЧ), для увеличения запаса чувствительности системы.

Задача работы состоит в обеспечении лучших радиотехнических характеристик антенны (коэффициента усиления в частности) в рабочем диапазоне частот относительно базовой конструкции при сохранении поперечных габаритных размеров антенны (диаметра).

III. ТЕОРИЯ

Спиральные антенны относятся к классу частотно-независимых антенн, теория которых была разработана еще в 60-х годах XX века [1]. Основные характеристики антенны незначительно меняются в широком диапазоне частот. Для каждой частоты поле излучается из определенной «активной» области (периметр окружности зоны излучения антенны равен одной длине волны). Нижняя граница рабочего диапазона частот ограничена максимальным габаритным размером излучающей части антенны, а на верхнюю границу накладывают ограничение размеры питающего фидера и конструктивная реализация перехода от питающего фидера к ветвям спиральной структуры.

В современных радиолокационных системах широко используются плоские двухзаходные спиральные антенны при противофазном возбуждении ветвей. Они работают в режиме осевого излучения и одинаково излучают электромагнитную энергию в обоих направлениях, перпендикулярных плоскости спирали. Для получения однонаправленной диаграммы направленности за спиралью помещают отражающий резонатор или поглощающую полость [2]. Резонатор может быть полым или заполненным диэлектриком. Для ослабления обратного излучения высота резонатора должна быть $\lambda_n/4/\sqrt{\epsilon}$, где λ_n – нижняя граница рабочего диапазона частот, ϵ – диэлектрическая проницаемость диэлектрика, которым заполнен резонатор. Использование поглощающей полости позволяет добиться требуемых характеристик антенны в широком диапазоне частот, не увеличивая габаритных размеров излучающей структуры. Недостатком применения поглощающей полости является снижение коэффициента усиления спиральной антенны примерно на 3 дБ.

В качестве антенны-прототипа рассмотрим следующую конструкцию спиральной антенны: плата с излучающей структурой, выполненной в форме двухзаходной спирали, размещена на металлическом цилиндрическом резонаторе, внутренняя поверхность которого покрыта радиопоглощающим материалом для ослабления обратного излучения. Высота резонатора $\approx 0.1\lambda_n$. Диаметр излучающей структуры $\approx 0.5\lambda_n$. Остальное пространство между радиопоглощающим материалом и платой с излучающей структурой заполнено диэлектрическим материалом с $\epsilon \approx 2.5$. Антенна возбуждается с помощью согласующего симметрирующего устройства в виде трапециевидного плоского печатного трансформатора. На излучающую плату устанавливается кольцо из радиопоглощающего материала, которое устраняет затекание токов на корпус антенны и уменьшает боковое излучение в нижнем диапазоне частот.

Для обеспечения повышения коэффициента усиления спиральной антенны предложено применить в антенне следующие конструктивные решения:

1. Использовать диэлектрическую линзу [3].
2. Частично заполнить резонатор плоскими дисками из диэлектрического материала с выполненными в них отверстиями и кольцевыми и радиальными клиновидными щелями [4].

Проведен расчет антенны в среде электродинамического моделирования ANSYS HFSS, оптимизирована конструкция в части размеров и формы линзы, размеров отверстий и щелей в плоских диэлектрических дисках. При проведении оптимизации основным критерием является увеличение коэффициента усиления (КУ) антенны, при этом ширина диаграммы направленности (ШДН) по мощности по уровню минус 3 дБ должна быть не менее 50 градусов. Электродинамические расчеты показывают, что путем введения в конструкцию антенны диэлектрической линзы можно добиться значительного увеличения КУ в рабочем диапазоне частот, но при этом происходит сильное обужение диаграмм направленности и ШДН уменьшается. Форма линзы оказывает сильное влияние на искажение диаграмм направленности в верхней части рабочего диапазона частот, появляются боковые лепестки.

С учетом критериев, указанных выше, подобрана оптимальная форма диэлектрической линзы, которая близка к полусферической. Материал линзы – фторопласт Ф-4. Применение данной диэлектрической линзы в конструкции антенны приводит к повышению КУ в верхней и нижней частях рабочего диапазона частот порядка 2 дБ, при этом искажений диаграмм направленности не наблюдается, ШДН удовлетворяет требованиям выше.

Еще одним конструктивным решением для повышения КУ антенны является установка в резонатор антенны дисков из диэлектрического материала (с выполненными в них отверстиями и щелями) вместо радиопоглощающего материала. Внешний вид набора дисков из диэлектрического материала, расположенных внутри антенны, с выполненными в них отверстиями и кольцевыми и радиальными клиновидными щелями, представлен на рис.1.

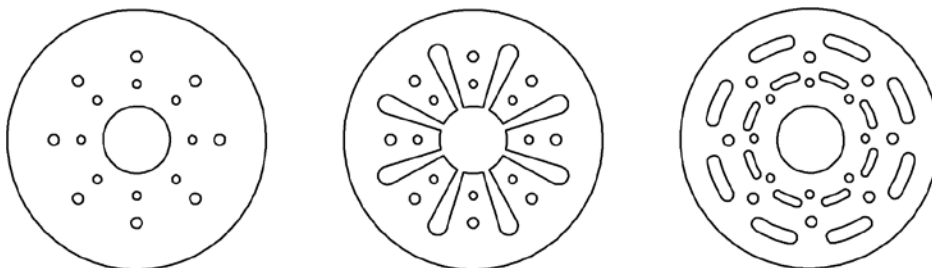


Рис. 1. Диски из диэлектрического материала, расположенные внутри антенны

Размеры дисков, отверстий и щелей в них подобраны таким образом, чтобы добиться увеличения КУ не менее 2.5 дБ в средней части рабочего диапазона частот. Размеры получены в процессе оптимизации в среде электродинамического моделирования ANSYS HFSS, исходя из заданных критериев. Диски из диэлектрического материала (материал дисков – RT Duroid) заполняют резонатор антенны частично, не по всему диаметру и высоте. Всего в антенне размещено шесть диэлектрических дисков, по два каждого типа, строго в определенном порядке: таким образом, чтобы образованная ими радиальная периодическая диэлектрическая структура плавно изменяла эффективную диэлектрическую проницаемость материала, заполняющего резонатор, согласованно с изменением расстояния до центра резонатора и длиной волны, излучаемой антенны [4].

На рис. 2 приведены расчетные значения КУ антенны в минимуме эллипса поляризации, полученные в результате электродинамического моделирования антенны-прототипа

(базовой конструкции антенны) и оптимизированной конструкции антенны с линзой и набором дисков из диэлектрического материала. Здесь и далее на графиках введено обозначение: f_H и f_B – соответственно нижняя и верхняя границы рабочего диапазона частот антенны (антенна работает в диапазоне СВЧ-КВЧ с перекрытием 5.7:1).

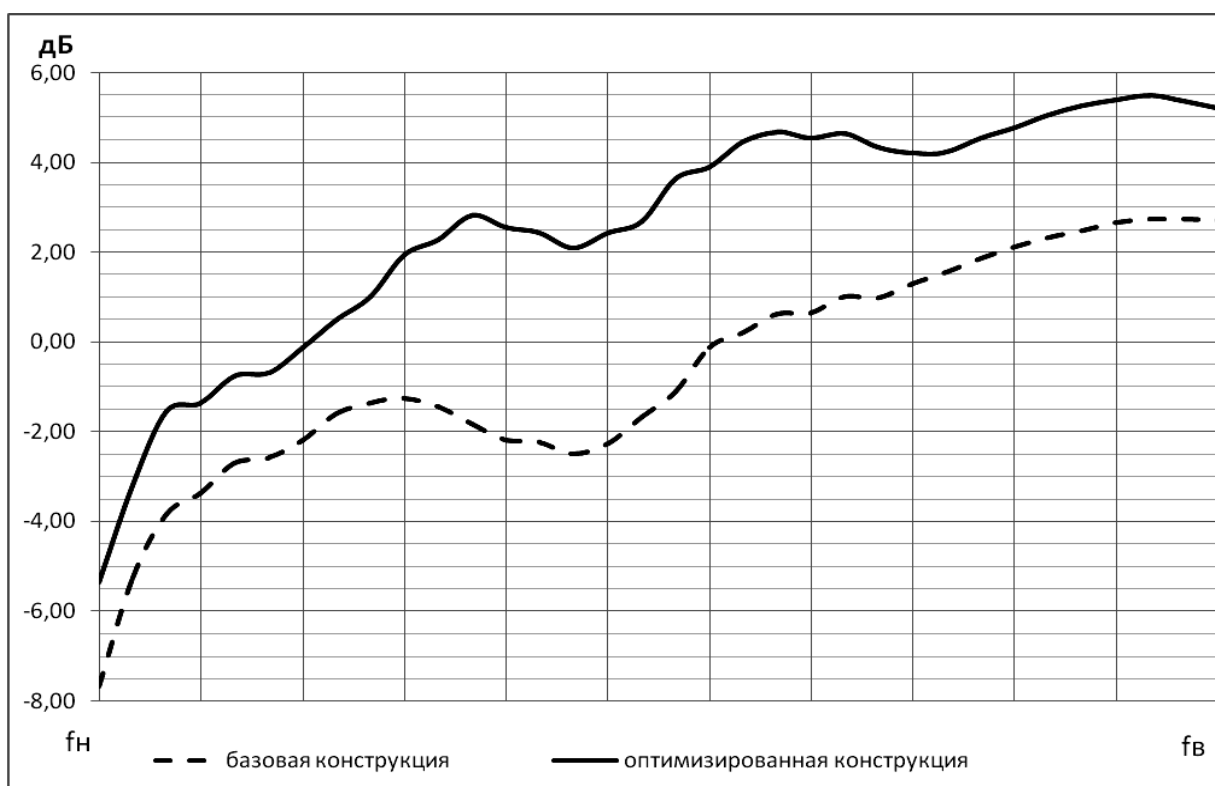


Рис. 2. Расчетный коэффициент усиления антенны, дБ

Сочетание линзы и частичного заполнения резонатора набором плоских дисков из диэлектрического материала позволяет добиться требуемого технического результата во всем рабочем диапазоне частот: расчетное увеличение КУ оптимизированной антенны относительно антенны-прототипа достигает более 2 дБ, расчетная ШДН по мощности по уровню минус 3 дБ принимает значения от 50 до 105 градусов, диаграммы направленности монотонные, уровень боковых лепестков не более 10%, расчетный КСВН не более 1.8.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

По результатам электродинамического моделирования, затем конструкторской и технологической проработки были изготовлены антенны и измерены их радиотехнические характеристики (РТХ) в безэховом помещении. На рис. 3-7 приведены измеренные основные РТХ усовершенствованной антенны.

На рис. 3-7 представлены графики коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН), коэффициента эллиптичности (КЭ), КУ в минимуме эллипса поляризации, ШДН по мощности по уровню минус 3 дБ при вертикальной и горизонтальной поляризациях облучающего поля для усовершенствованной (оптимизированной) антенны в сравнении с антенной-прототипом.

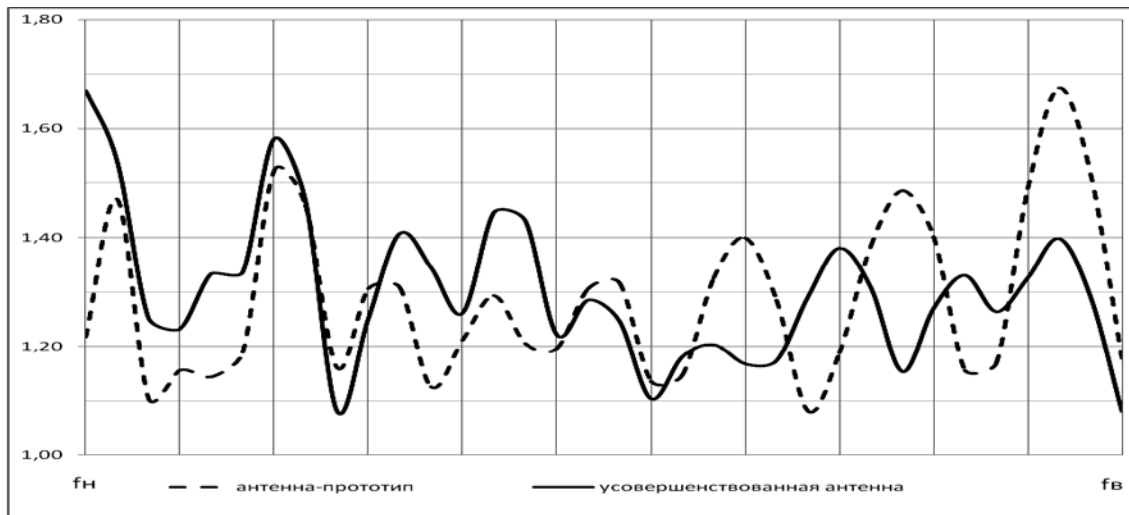


Рис. 3. Измеренный КСВН антенны

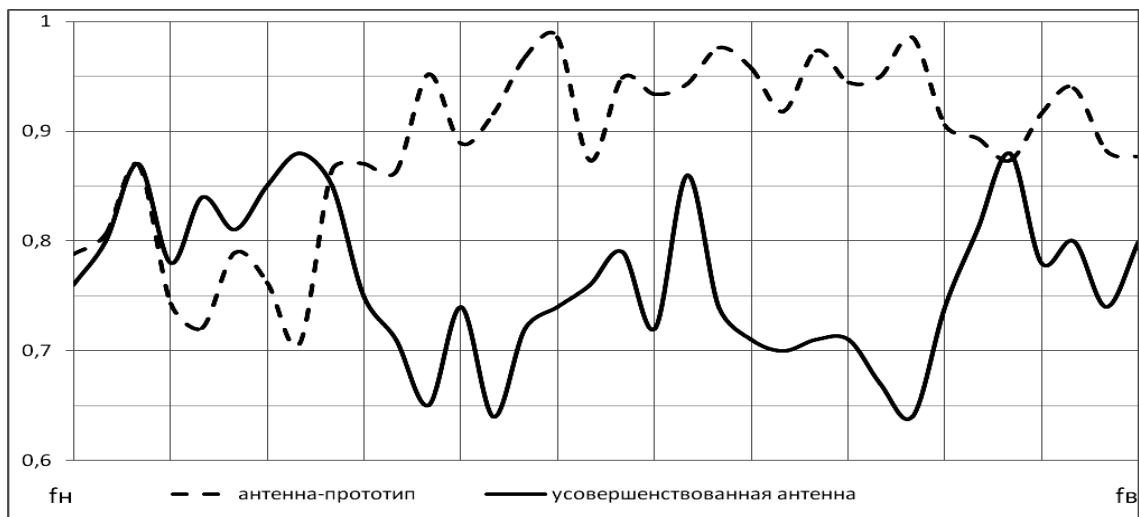


Рис. 4. Измеренный коэффициент эллиптичности антенны

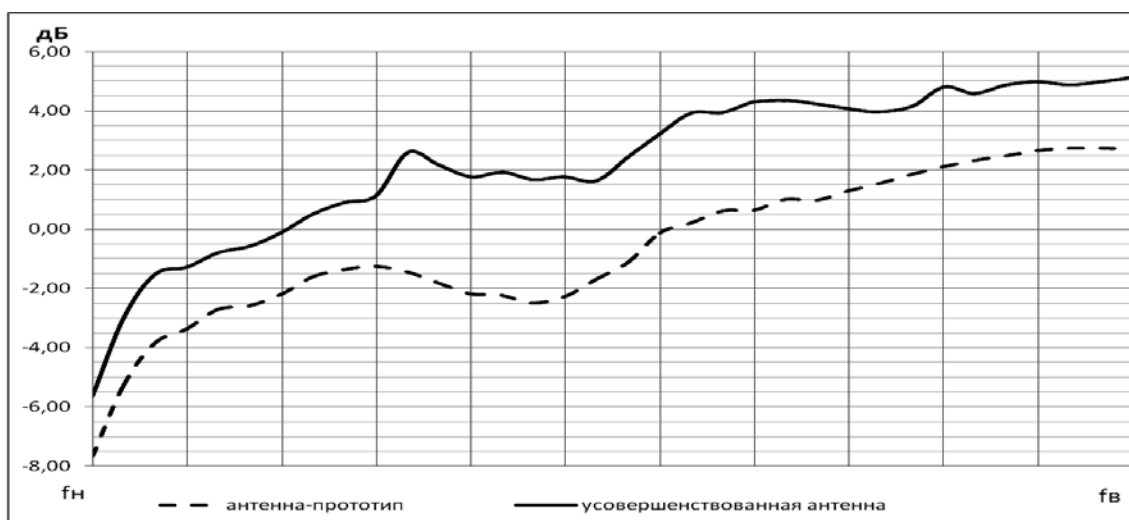


Рис. 5. Измеренный коэффициент усиления антенны (в минимуме эллипса поляризации), дБ

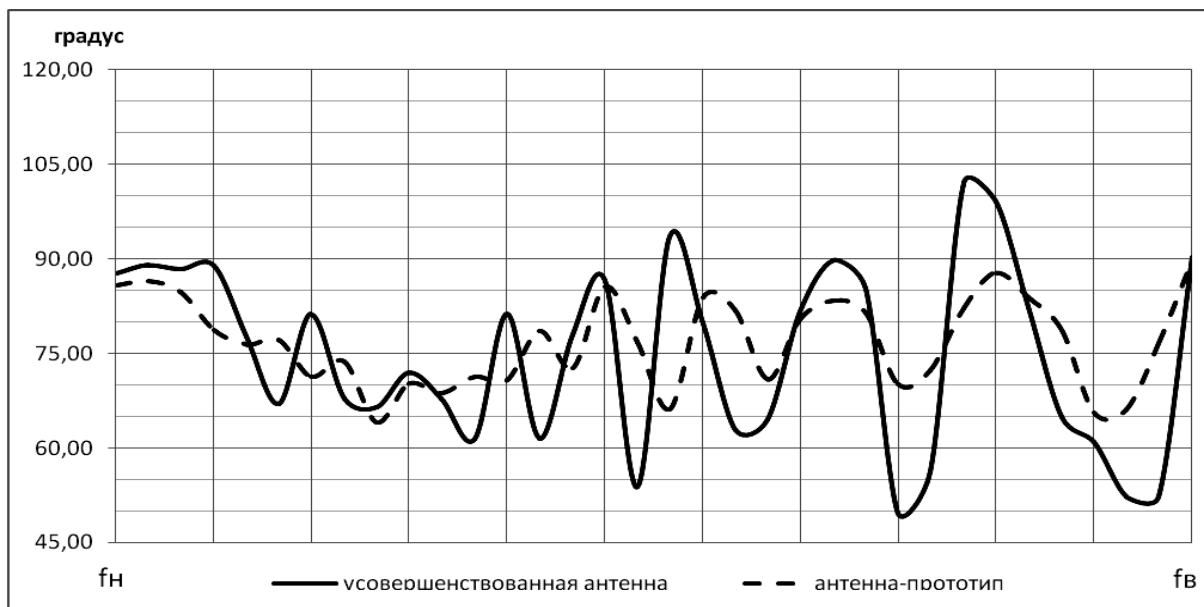


Рис. 6. Измеренная ширина диаграммы направленности антенны (по уровню минус 3 дБ) при вертикальной поляризации облучающего поля, градус

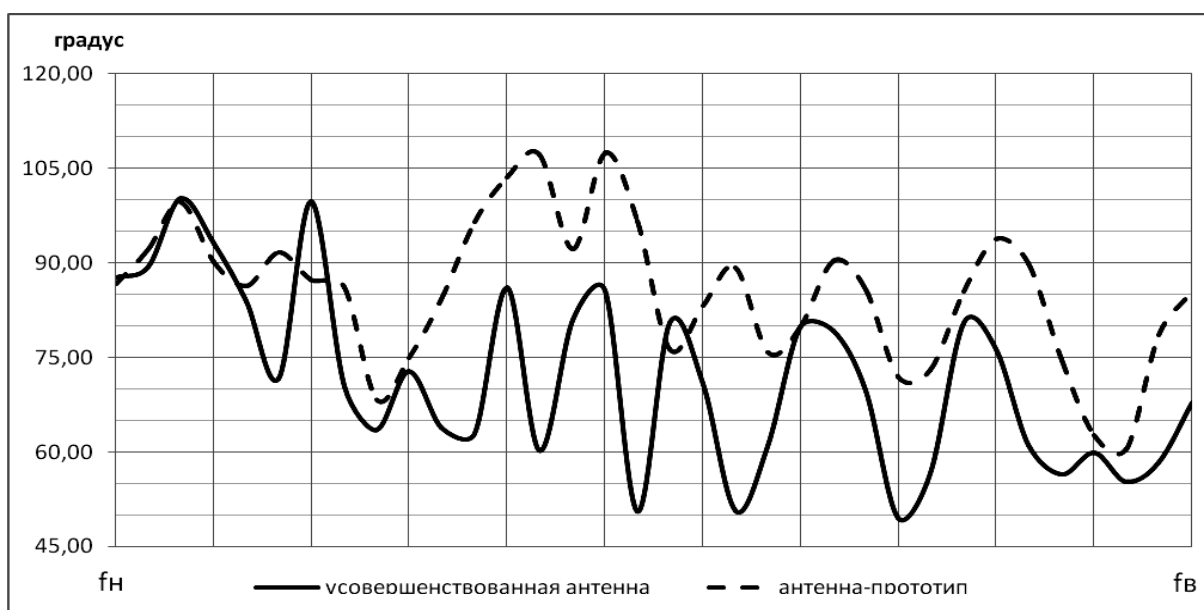


Рис. 7. Измеренная ширина диаграммы направленности антенны (по уровню минус 3 дБ) при горизонтальной поляризации облучающего поля, градус

На рис. 8 представлены нормированные по мощности диаграммы направленности усовершенствованной антенны на нижней, средней и верхней частоте рабочего диапазона. На графиках сплошной линией обозначены характеристики антенны при вертикальной поляризации облучающего поля, пунктирной – при горизонтальной поляризации. На других частотах диаграммы направленности не приводятся, т.к. они имеют схожий характер: монотонны во всем рабочем диапазоне частот.

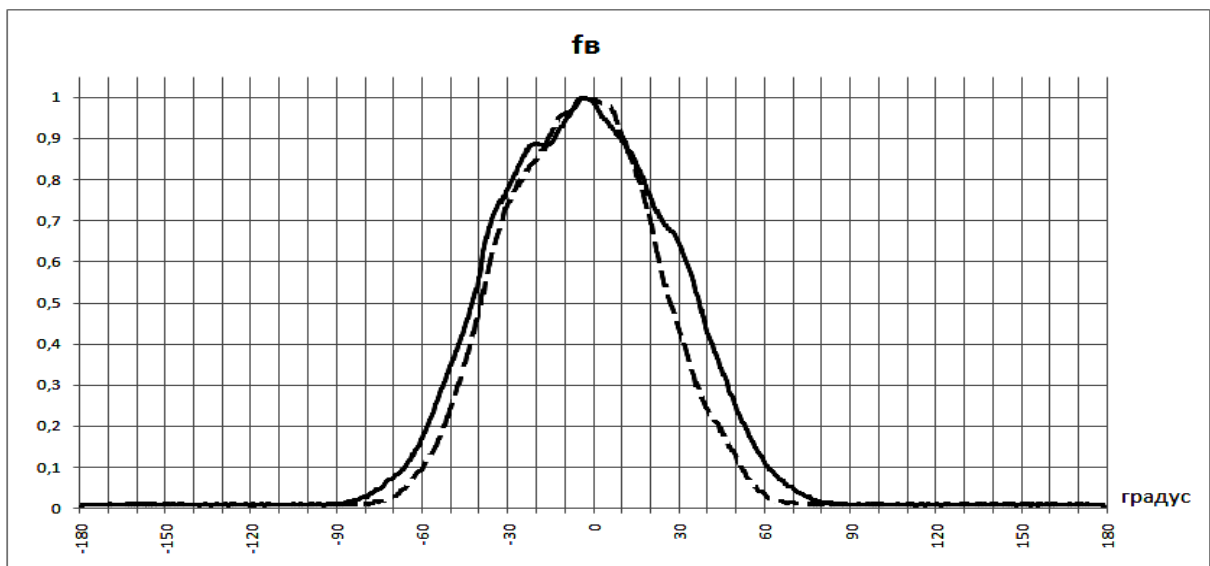
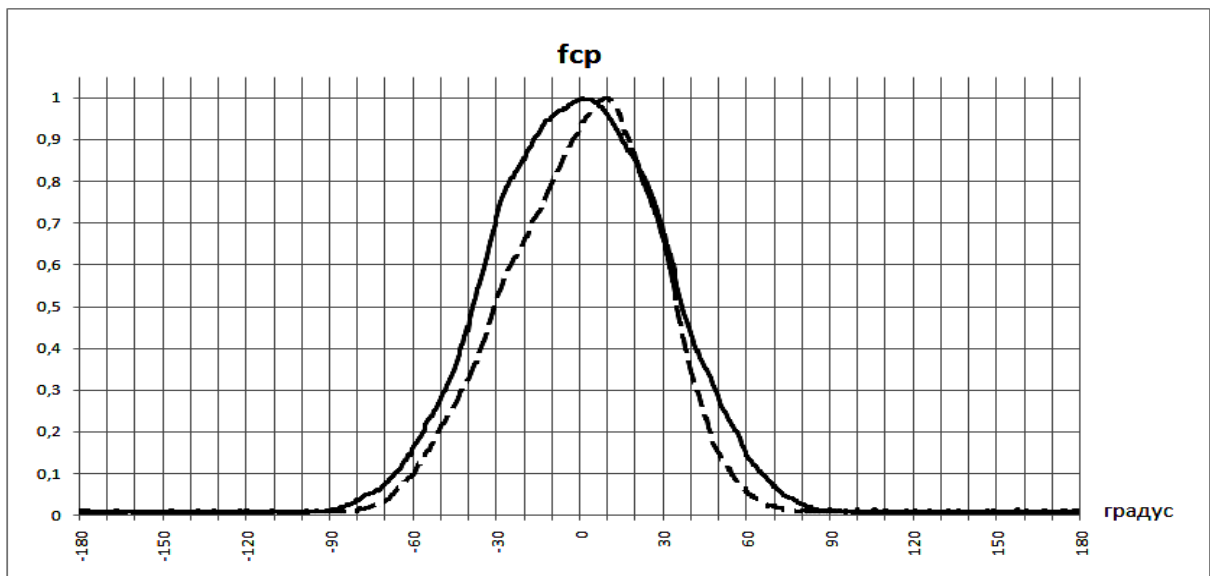
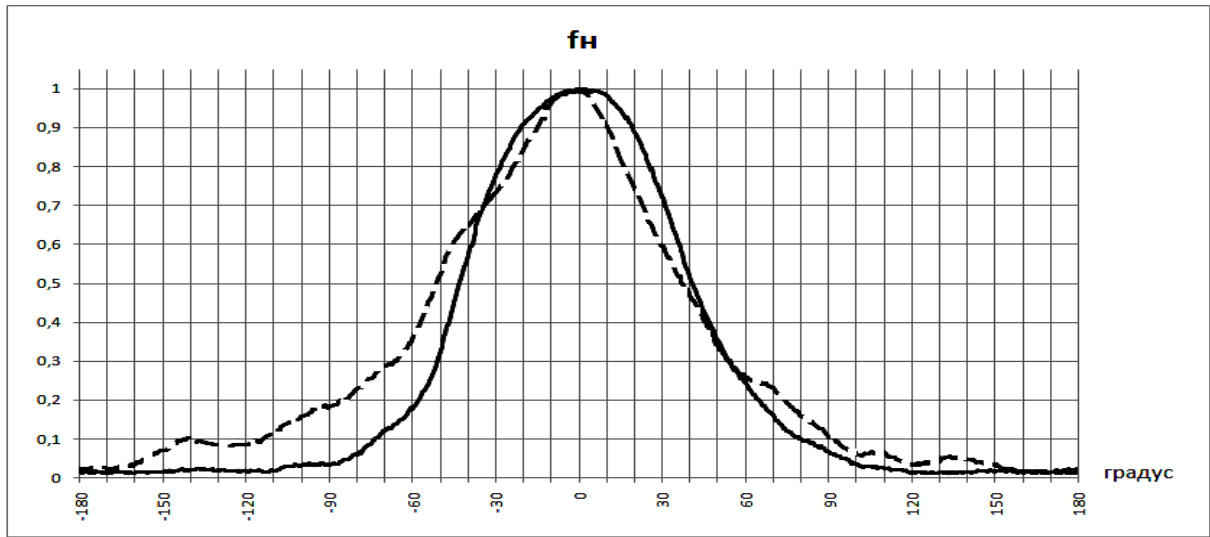


Рис. 8. Измеренные нормированные по мощности диаграммы направленности антенны

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Стоит отметить совпадение расчетных характеристик, полученных с помощью электродинамического моделирования методом конечных элементов в ANSYS HFSS, и данных экспериментальных измерений.

При проведении измерений получены следующие значения основных РТХ усовершенствованной спиральной антенны в рабочем диапазоне частот: КУ в минимуме эллипса поляризации равномерно увеличивается от минус 5.7 до 5.2 дБ; КСВН принимает значение не более 1.8; коэффициент эллиптичности – не менее 0.6; ширина диаграммы направленности по мощности по уровню минус 3 дБ изменяется от 49.5 до 102 градусов; диаграммы направленности монотонные, с уровнем боковых лепестков не более 10%.

Получено увеличение КУ антенны относительно базовой конструкции от 2 до 4.2 дБ в рабочем диапазоне частот.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена широкополосная спиральная антенна, работающая в СВЧ-КВЧ диапазоне. Предложены конструктивные решения для повышения усиления антенны при сохранении неизменными ее поперечных размеров. Проведено электродинамическое моделирование и изготовлены спиральные антенны, работающие в диапазоне сверхвысоких и крайне высоких частот (перекрытие 5.7:1), измерены их радиотехнические характеристики.

Экспериментальные исследования успешно подтвердили увеличение коэффициента усиления спиральной антенны более 2 дБ во всем рабочем диапазоне частот, при достижении требуемого уровня ширины диаграммы направленности по мощности по уровню минус 3 дБ не менее 50 градусов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рамзей В. Частотно-независимые антенны: пер. с англ. М.: Мир. 1968. с. 23–66.
2. Ротхаммель К., Кришке А. Энциклопедия антенн: пер. с нем.. М.: ДМК Пресс. 2016. С. 548-549.
3. Jaco du Preez, Saurabh Sinha. Millimeter wave antennas: configurations and applications // Signals and Communication Technology. Springer. 2016. p. 96 – 97. DOI: 10.1007/978-3-319-35068-4.
4. Пат. 2737036 Российская Федерация, МПК Н 01 Q 11/08. Спиральная антенна / Кохнюк Д. Д., Селиванова Г. Н., Федоров Я. В., Звягинцев И. Н. №2019145670; заявл. 31.12.2019 г.; опубл. 24.11.2020 г.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОНИЦАЕМОСТЬ ОРГАНИЧЕСКИХ РАСТВОРИТЕЛЕЙ В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

COMPLEX PERMITTIVITY OF ORGANIC SOLVENTS AT MICROWAVES

В. Н. Семенов, А. Ю. Зарубина, С. Г. Кибец, К. М. Басков, В. А. Чистяев

*Институт теоретической и прикладной электродинамики Российской академии наук,
Москва, Россия*

V. N. Semenenko, A. Yu. Zarubina, S. G. Kibets, K. M. Baskov, V. A. Chistyayev

*Institute for Theoretical and Applied Electromagnetics, Russian Academy of Sciences,
Moscow, Russia*

Аннотация. Исследованы спектры диэлектрических проницаемостей промышленно выпускаемых органических растворителей нескольких классов, обладающих различными способностями к образованию водородных связей: кетоны (ацетон, 2-бутанон), спирты (этиловый спирт, изопропиловый спирт), сложные эфиры уксусной кислоты (этилацетат, пропилацетат, бутилацетат), углеводородные растворители (толуол, орто-ксилол, гептан, сольвент Нефрас), хлорсодержащие растворители (четырёххлористый углерод, тетрахлорэтилен), а также смесевой растворитель на основе ацетона, бутилацетата и орто-ксилола марки Р-5А. Измерения частотных зависимостей диэлектрической проницаемости выполнены методом коаксиального пробника в широком диапазоне частот от 200 МГц до 20 ГГц. Показано, что химическая природа растворителей оказывает существенное влияние на их диэлектрическую проницаемость. Установлено, что растворители со слабыми водородными связями (углеводороды и хлорсодержащие растворители) имеют низкие значения диэлектрической проницаемости (не выше 2.6) и пренебрежимо малые диэлектрические потери. Растворители с умеренно сильными связями (эфиры уксусной кислоты и кетоны) имеют большие значения диэлектрической проницаемости с выраженной частотной дисперсией, заметные диэлектрические потери и частоту дебаевской релаксации выше 20 ГГц. Растворители с сильными водородными связями (спирты) характеризуются высокими значениями диэлектрической проницаемости со значительной частотной дисперсией и частотой лоренцевского резонанса ниже 1.5 ГГц.

Ключевые слова: комплексная диэлектрическая проницаемость, диэлектрические потери, частота, метод коаксиального пробника, органические растворители, водородные связи.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время органические растворители широко применяются во многих отраслях промышленности: при изготовлении полимерных композиционных материалов, в том числе стекло- и углепластиков, при проведении органического синтеза веществ, в лакокрасочной промышленности и др. Выбор растворителей во многом зависит от области их применения и свойств, необходимых для проведения какого-либо технологического процесса. Как правило, для решения конкретной задачи выбор нужного растворителя осуществляют, основываясь на следующих характеристиках: растворяющая способность, летучесть, вяз-

кость, электропроводность, пожароопасность, взрывоопасность и пр. Однако в некоторых областях промышленного применения, например, для получения лакокрасочных покрытий методом электростатического нанесения [1], получения нановолокон и волокнистых материалов методом электроформования [2], синтеза различных веществ, наиболее важными являются электрофизические свойства растворителей, а именно, значения их диэлектрической проницаемости.

Изучению электрофизических свойств широко используемых органических растворителей посвящено достаточно много научных работ [3-6]. Существенным недостатком большинства работ является то, что данные (расчетные или экспериментальные) о диэлектрической проницаемости ϵ растворителей приводят либо на одной выделенной (фиксированной) частоте, либо в довольно узкой полосе частот. При этом в литературных данных, как правило, не представлены результаты исследований широкого класса растворителей.

Изучение диэлектрических свойств растворителей важно и в том аспекте, что при изготовлении многих полимерных композиционных материалов и неметаллических конструкционных материалов (стекло-, углепластики) для обеспечения хорошей пропитки материала, равномерного распределения наполнителя в матрице, для снижения вязкости связующего используют растворители, которые после процесса изготовления остаются в объеме материала – остаточные растворители. Остаточные растворители, в свою очередь, влияют на радиофизические характеристики получаемых полимерных композиционных материалов. В этой связи, обладая информацией о диэлектрических свойствах (dielectric properties) растворителей в широкой полосе частот, открывается возможность создания методов определения остаточных растворителей в полимерных композиционных материалах, что позволит осуществлять выходной контроль изделий из таких материалов по радиофизическим параметрам.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На основании всего вышеперечисленного исследование частотных зависимостей комплексной диэлектрической проницаемости органических растворителей в широком диапазоне частот является актуальной задачей современного материаловедения.

В качестве объектов исследования выбраны широко используемые, промышленно-выпускаемые органические растворители нескольких классов с разной способностью к образованию водородных связей:

- спирты – этиловый спирт, изопропиловый спирт;
- эфиры уксусной кислоты – этилацетат, н-пропилацетат, бутилацетат;
- кетоны – ацетон (пропан-2-он), метилэтилкетон (бутан-2-он);
- углеводороды – толуол, орто-ксилол, гептан, сольвент Нефрас;
- хлорсодержащие растворители – четыреххлористый углерод, тетрахлорэтилен;
- смесевой растворитель Р-5А (ацетон:бутилацетат:орто-ксилол в соотношении 3:3:4).

В табл. 1 приведены некоторые характеристики исследуемых растворителей [5—8]. Все растворители выбраны квалификации «химически чистые».

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОРГАНИЧЕСКИХ РАСТВОРИТЕЛЕЙ ПРИ ТЕМПЕРАТУРЕ 25 °С

Наименование растворителя	Плотность, г/см ³	Удельная электропроводность, Ом ⁻¹ ·см ⁻¹	Диэлектрическая проницаемость при частоте 10 ⁶ Гц
Растворители со слабыми водородными связями			
Толуол	0.87	<10 ⁻¹⁴ (19.5 °С) ^a	2.4
Орто-ксилол	0.88	10 ⁻¹⁵ (19.5 °С) ^a	2.5
Сольвент Нефрас	0.86	–	–
Гептан	0.68	<10 ⁻¹³ (19.5 °С) ^a	1.9
Четыреххлористый углерод	1.54	4·10 ⁻¹⁸ (18 °С) ^a	2.3 (0 °С) ^a
Тетрахлорэтилен	1.62	–	2.2
Растворители с умеренно сильными водородными связями			
Этилацетат	0.90	10 ⁻⁹	6.0
Пропилацетат	0.84	–	–
Бутилацетат	0.88	–	4.9 (30 °С) ^a
Растворитель Р-5А	0.85	–	–
Метилэтилкетон (бутанон)	0.81	10 ⁻⁷ (19.5 °С) ^a	18.5 (20 °С) ^a
Ацетон	0.79	6·10 ⁻⁸	20.7
Растворители с сильными водородными связями			
Изопропиловый спирт	0.79	3.5·10 ⁻⁶	18.3
Этиловый спирт	0.79	1.3·10 ⁻⁹	25.2

^a Для указанных справочных величин в скобках приведено значение другой температуры.

Измерения значений комплексной диэлектрической проницаемости указанных растворителей проводились методом коаксиального пробника (зонда). Данный метод относится к неразрушающему контролю и хорошо подходит для определения диэлектрических свойств немагнитных материалов, магнитная проницаемость которых равна единице. Коаксиальный пробник с открытым входом, по сути, представляет собой линию передачи со срезом на одном конце. Измерение комплексной диэлектрической проницаемости происходит путем погружения пробника в жидкость. Поле, создаваемое на открытом конце зонда, проникает в материал, с помощью векторного анализатора цепей (VNA) проводится измерение комплексного коэффициента отражения (S_{11}) линии передачи и по измеренному значению S_{11} рассчитывается диэлектрическая проницаемость [9]. На рис. 1 представлена типовая измерительная система, реализующая метод коаксиального пробника, которая состоит из векторного анализатора цепей, программного обеспечения для расчета диэлектрической проницаемости, коаксиального пробника, держателя пробника и СВЧ-кабеля.

В настоящей работе в качестве готового технического решения для измерения диэлектрических свойств растворителей выступал программно-аппаратный комплекс DAK (Dielectric Assessment Kit) [10], сопряженный с векторным анализатором цепей Rohde & Schwarz ZVA24. Комплекс DAK является оптимальным решением для измерения диэлектрических параметров жидкостей. Специальная геометрическая форма пробников обеспечивает высокую точность измерений. Преимуществами комплекса DAK являются большая скорость из-

мерений, портативная конструкция, широкий диапазон частот (от 10 МГц до 67 ГГц в зависимости от используемых типов зондов), а также простота калибровки и работы с ПО.

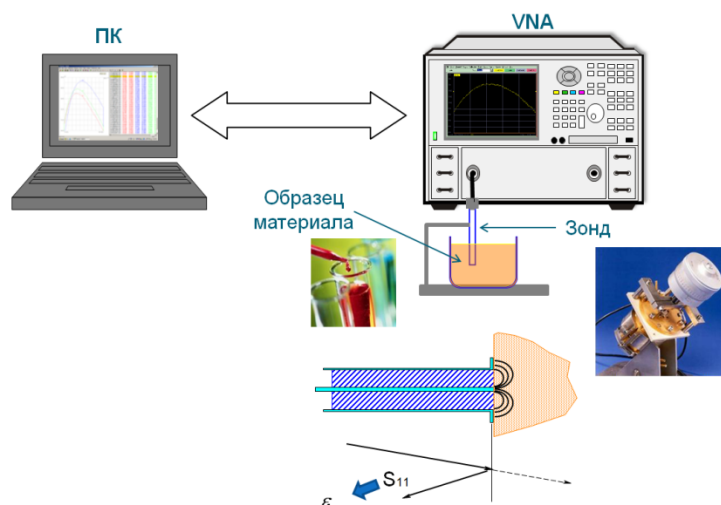


Рис. 1. Схема измерений комплексной диэлектрической проницаемости материалов методом коаксиального пробника (зонда)

Измерения диэлектрических спектров исследуемых растворителей проводились в непрерывной полосе частот 0.2–20 ГГц с шагом 10 МГц при комнатной температуре 23 °С.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

На рис. 2 и 3 приведены измеренные частотные зависимости действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости неполярных растворителей: гептана, толуола, орто-ксилола, сольвента Нефрас и четыреххлористого углерода и тетрахлорэтилена соответственно.

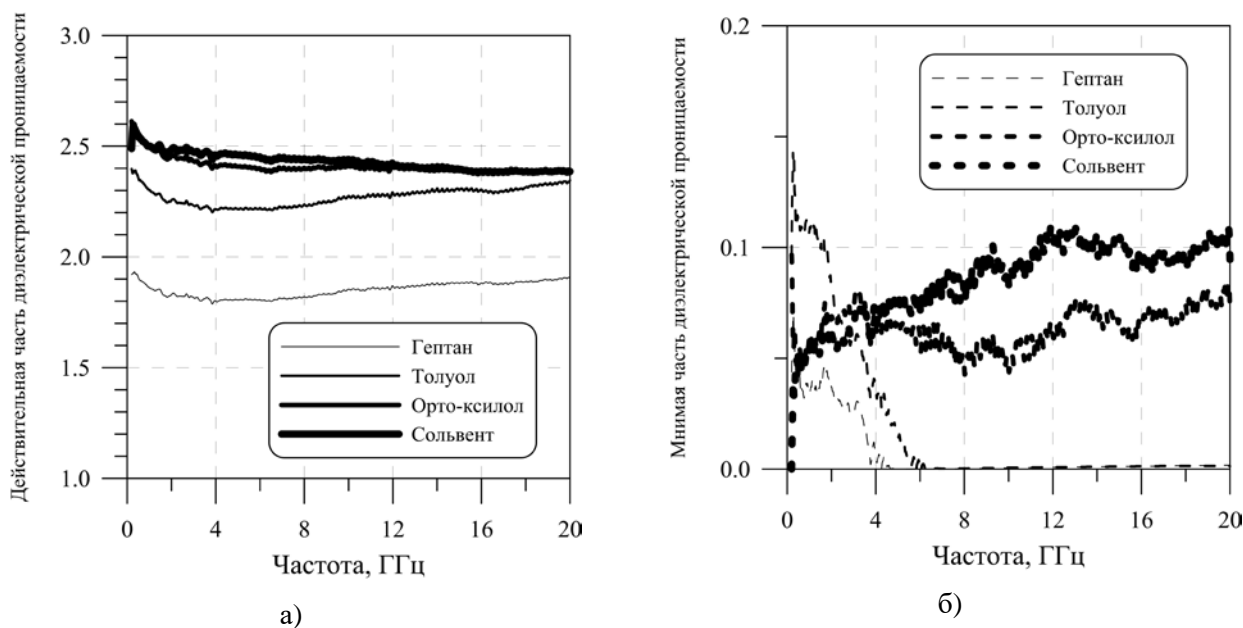


Рис. 2. Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) части диэлектрической проницаемости углеводородных растворителей

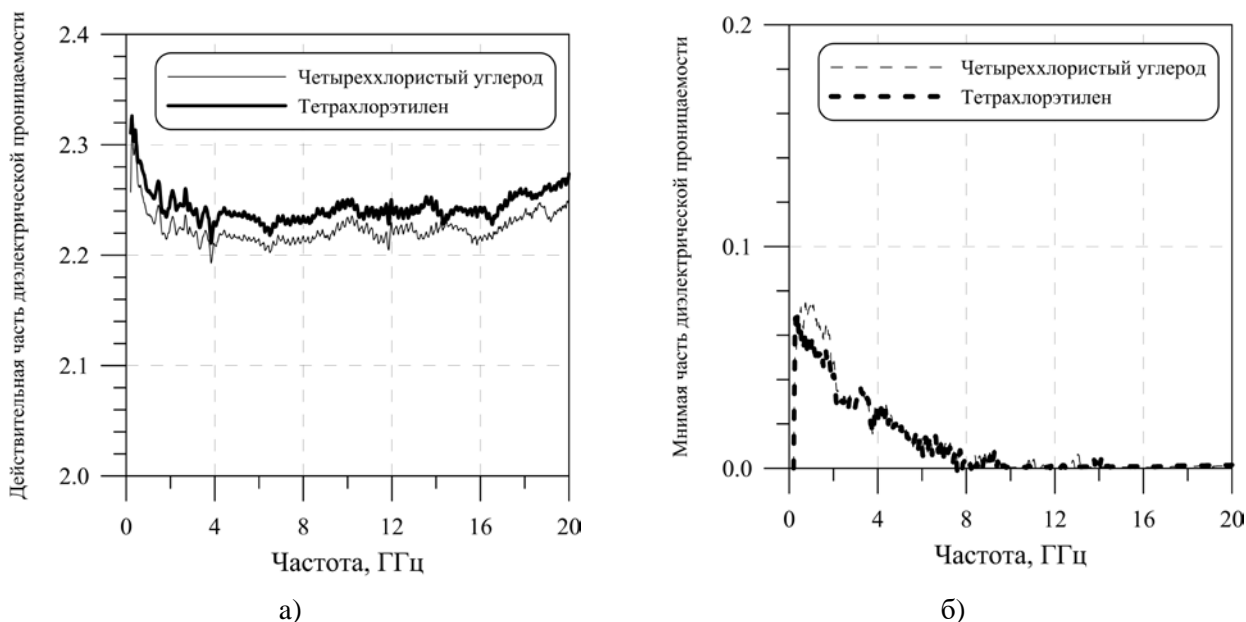


Рис. 3. Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) части диэлектрической проницаемости хлорсодержащих растворителей

На рис. 4 и 5 показаны измеренные частотные зависимости диэлектрической проницаемости растворителей с умеренно сильными водородными связями: эфиры уксусной кислоты в гомологическом ряду – этилацетат, пропилацетат, бутилацетат; кетоны в гомологическом ряду – 2-пропанон (ацетон), 2-бутанон (метилэтилкетон) и смесевой растворитель марки Р-5А, состоящий из ацетона, бутилацетата и орто-ксилола в соотношении 3:3:4. Сплошными линиями различной толщины изображены значения действительной части диэлектрической проницаемости растворителей, пунктирными линиями – мнимой части.

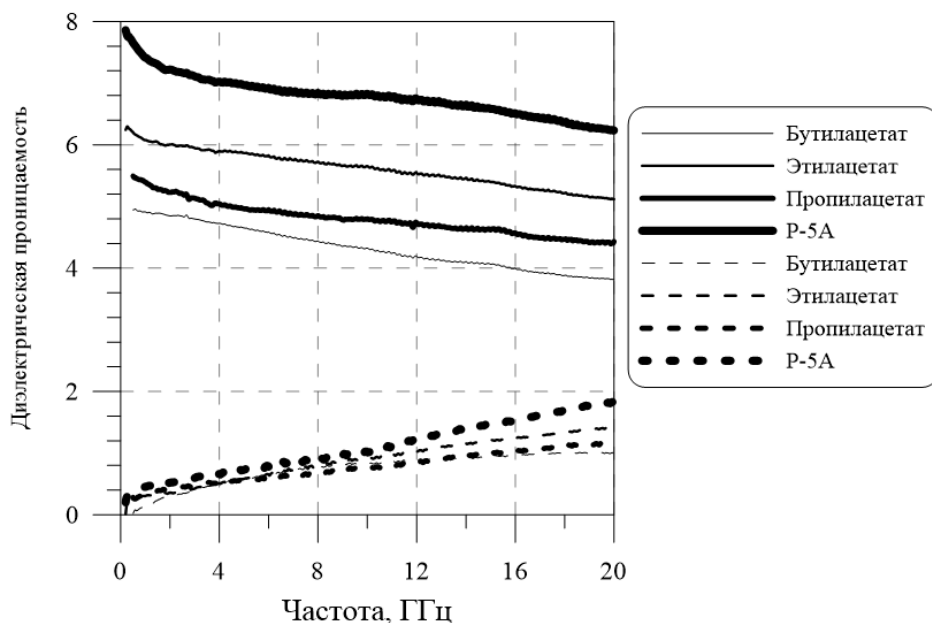


Рис. 4. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости эфиров уксусной кислоты и смесового растворителя Р-5А. Сплошная линия – действительная часть диэлектрической проницаемости, прерывистая линия – мнимая часть диэлектрической проницаемости

В дополнение к измеренным диэлектрическим спектрам кетонов на рис. 5 представлены экспериментальные частотные зависимости диэлектрической проницаемости растворителей с сильными водородными связями – спиртами.

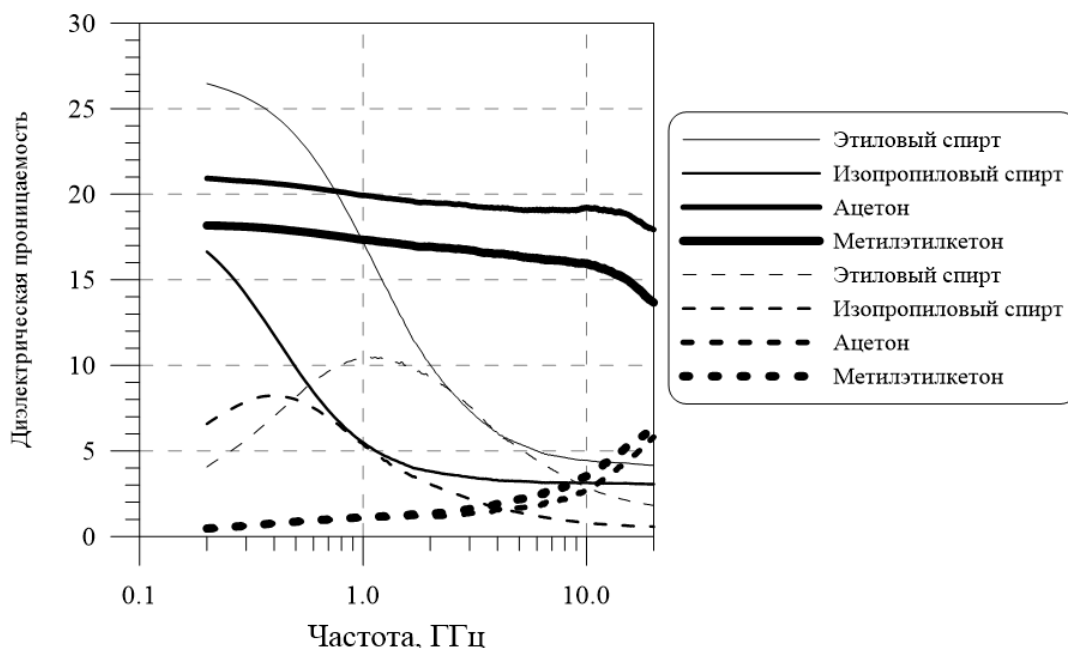


Рис. 5. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости кетонов и спиртов. Сплошная линия – действительная часть диэлектрической проницаемости, прерывистая линия – мнимая часть диэлектрической проницаемости

В сводной табл. 2 приведены значения действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости исследованных в настоящей работе растворителей при фиксированных частотах 0.2, 1 и 20 ГГц.

Таблица 2

ИЗМЕРЕННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ РАЗЛИЧНЫХ РАСТВОРИТЕЛЕЙ ПРИ ФИКСИРОВАННЫХ ЧАСТОТАХ

Наименование растворителя	Диэлектрическая проницаемость при указанной частоте					
	200 МГц		1 ГГц		20 ГГц	
	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
Толуол	2.40	0.10	2.30	0.11	2.35	<0.01
Орто-ксилол	2.61	0.10	2.50	0.06	2.39	0.07
Сольвент Нефрас	2.49	<0.01	2.50	0.05	2.39	0.09
Гептан	1.92	0.04	1.86	0.04	1.91	<0.01
Четыреххлористый углерод	2.31	<0.01	2.26	0.06	2.27	<0.01
Тетрахлорэтилен	2.26	<0.01	2.24	0.07	2.25	<0.01
Этилацетат	6.24	0.01	6.08	0.30	5.11	1.39
Пропилацетат	5.38	<0.01	5.37	0.09	4.36	1.18

Наименование растворителя	Диэлектрическая проницаемость при указанной частоте					
	200 МГц		1 ГГц		20 ГГц	
	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
Бутилацетат	4.97	0.02	4.91	0.15	3.82	0.98
Растворитель Р-5А	7.86	0.20	7.41	0.45	6.23	1.81
Метилэтилкетон (бутанон)	18.18	0.47	17.34	1.10	13.67	6.38
Ацетон	20.93	0.38	19.93	1.06	17.95	5.82
Изопропиловый спирт	16.64	6.58	5.50	5.39	3.06	0.56
Этиловый спирт	26.46	4.07	17.22	10.46	4.16	1.79

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Из приведенных на рис. 2 и 3 результатов измерений видно, что для растворителей со слабыми водородными связями (углеводороды и хлорсодержащие растворители) действительная часть диэлектрической проницаемости ϵ' практически не зависит от частоты в диапазоне от 200 МГц до 20 ГГц, в отличие от мнимой части ϵ'' , характер частотной дисперсии которой меняется в зависимости от типа растворителя. Так, для растворителей, у которых отсутствуют дипольные моменты в молекулах (четырёххлористый углерод, тетрахлорэтилен, гептан, толуол), ϵ'' снижается практически до 0 в интервале частот от 0.2 до 10 ГГц. Однако для ароматического углеводорода с очень малым дипольным моментом, у которого заместители CH_3 - в бензольном кольце находятся в орто-положении – орто-ксилола и сольвента Нефрас, состоящего из смеси алкилбензолов и имеющего слабые дипольные моменты, ϵ'' с ростом частоты увеличивается во всем исследуемом диапазоне. В целом, для всех исследованных углеводородов действительная часть диэлектрической проницаемости находится в пределах от 1.8 до 2.6, при этом диэлектрические потери ϵ'' не превышают величину 0.15.

Результаты измерений показывают, что для растворителей с умеренно сильными водородными связями с увеличением частоты от 200 МГц до 20 ГГц характерно практически линейное снижение значений действительной части диэлектрической проницаемости с одновременным ростом диэлектрических потерь (рис. 4).

Следует отметить, что для растворителей с умеренно сильными водородными связями при увеличении длины углеводородной цепи в гомологическом ряду кетонов и эфиров уксусной кислоты диэлектрическая проницаемость снижается. Например, для эфиров уксусной кислоты при частоте 8 ГГц действительная часть диэлектрической проницаемости ϵ' составляет для этилацетата 5.7, пропилацетата – 5.0, бутилацетата – 4.4. Для класса кетонов соответственно ϵ' при частоте 8 ГГц принимает значение 19.1 для 2-пропанона (ацетона) и 16.1 для 2-бутанона (метилэтилкетона). Необходимо уточнить, что при снижении диэлектрической проницаемости в гомологическом ряду сложных эфиров и кетонов снижается их растворяющая способность по отношению к полярным веществам, но при этом возрастает растворяющая способность к менее полярным веществам.

Спектры диэлектрической проницаемости этилового и изопропилового спиртов имеют вид, существенно отличающийся от частотных зависимостей комплексной диэлектрической

проницаемости растворителей со слабыми и умеренно сильными водородными связями. Представленные на рис. 5 графики демонстрируют, что диэлектрическая проницаемость спиртов характеризуется ярко выраженной частотной дисперсией, имеющей вид лоренцевского резонанса [11] с резонансной частотой ниже 1.5 ГГц.

V. ВЫВОДЫ

В ходе проведенных исследований спектров диэлектрической проницаемости органических растворителей в СВЧ диапазоне установлено, что метод коаксиального пробника (зонда) позволяет эффективно изучать диэлектрические свойства органических растворителей в диапазоне частот от 200 МГц до 20 ГГц. Предельные статические значения диэлектрической проницаемости растворителей находятся в хорошем соответствии с ранее известными данными при частоте 1 МГц, приведенными в табл. 1. Результаты измерений свидетельствуют о том, что химическая природа растворителя и его способность к образованию водородных связей оказывает значительное влияние на частотный спектр комплексной диэлектрической проницаемости. Растворители со слабыми водородными связями имеют низкие значения диэлектрической проницаемости (не выше 2.6) и пренебрежимо малые диэлектрические потери. Растворители с умеренно сильными связями (эфир уксусной кислоты и кетоны) имеют большие значения диэлектрической проницаемости с выраженной частотной дисперсией, заметные диэлектрические потери и частоту дебаевской релаксации выше 20 ГГц. Растворители с сильными водородными связями (спирты) характеризуются высокими значениями диэлектрической проницаемости со значительной частотной дисперсией и частотой лоренцевского резонанса ниже 1.5 ГГц. Таким образом, полученные данные по значениям диэлектрической проницаемости промышленно выпускаемых органических растворителей в диапазоне частот от 200 МГц до 20 ГГц позволяют расширить их применение в различных областях материаловедения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брок, Гротэклаус, Мишке. Европейское руководство по лакокрасочным материалам и покрытиям // Под ред. Л.Н. Машляковского, М.: Пэйнт-Медиа. 2004. 548 с.
2. Филатов Ю.Н. Электроформование волокнистых материалов (ЭФВ-процесс). М.: Нефть и газ, 1997. 297 с.
3. Megriche A, Belhadj A and Mgaidi A. Microwave dielectric properties of binary solvent water-alcohol, alcohol-alcohol mixtures at temperatures between -35°C and +35°C and dielectric relaxation studies // *Mediterr. J. Chem.* 2012, Vol. 1(4), pp. 200-209.
4. Onimisi M. Y., Ikyumbur J. T., Abdu S. G., Hembra E. C. Frequency and Temperature Effect on Dielectric Properties of Acetone and Dimethylformamide // *Phys. Sci. Int. J.* 2016, Vol. 11(4), pp. 1-8.
5. Lou J., Hatton T., Laibinis P. Effective dielectric properties of solvent mixtures at microwave frequencies // *J. Phys. Chem. A*, 1997, Vol. 101, pp. 5262-5268.

6. Mohsen-Nia M., Amiri H., Jazi B. Dielectric Constants of Water, Methanol, Ethanol, Butanol and Acetone: Measurement and Computational Study // J. Solution Chem. 2010, Vol. 39, pp.701-708.

7. Никольский Б.П. Справочник химика т.1 / под ред.Б.П. Никольского, Москва-Ленинград: Химия. 1966.

8. Москва В.В. Растворители в органической химии // Соровский образовательный журнал. 1999. № 4. С. 44-50.

9. Baker-Jarvis J., Janezic M., Domich P., Geyer R. Analysis of an open-ended coaxial probe with lift-off for nondestructive testing // IEEE Trans. Instrum. Meas. 1994, Vol. 43, pp. 711 – 718.

10. Доступная ссылка: <https://speag.swiss/products/dak/dielectric-measurements/>

11. Sato T., Buchner R. Dielectric relaxation processes in ethanol/water mixtures. // J. Phys. Chem A. 2004, Vol. 108, pp.5007 – 5015.

УДК 621.396.323

МАЛОГАБАРИТНЫЕ ПРЕЦИЗИОННЫЕ ТЕРМОСТАБИЛЬНЫЕ МДПМ СВЧ КОНДЕНСАТОРЫ

SMALL-SIZED PRECISION THERMOSTABLE METALS-DIELECTRIC-SEMICONDUCTOR- METAL MICROWAVE CAPACITORS

Н. В. Сологуб

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

N. V. Sologub

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Представлена конструкция и краткое описание технологии изготовления высокостабильных прецизионных СВЧ конденсаторов с емкостями от 7 до 8 пФ.

Ключевые слова: прецизионные СВЧ конденсаторы, металлы-диэлектрик-полупроводник-металл, диплексер.

I. ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных элементов широкополосных параллельных балансных смесителей является диплексер, состоящий из фильтров верхних и нижних частот (ФВЧ, ФНЧ). Для реализации таких диплексеров необходимы прецизионные термостабильные малогабаритные СВЧ конденсаторы с рядом номиналов: 7,1; 7,32; 8,0 пФ с допуском $\pm 3\%$. Требуемые конденсаторы отечественной промышленностью не выпускаются. Более того, требуемых конденсаторов не удалось найти даже в открытых каталогах ведущих в этой области зарубежных фирм, АТС (США), например.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В соответствии с техническим заданием, разработанным специалистами одного из отделов нашего предприятия, был произведен выбор конструкторско-технологического решения для изготовления термостабильных прецизионных СВЧ конденсаторов со следующими характеристиками:

- номинальная емкость конденсаторов: 7,1 ; 7,32 ; 8,00 пФ;
- допуск по ёмкости не более $\pm 3\%$;
- габаритные размеры: не более 0,5x0,5x0,5 мм;
- проводимость: не более 0,01 мкСм;
- пробивное напряжение: не менее 50 В;
- термостабильность: группа МП0;
- усилие отрыва обкладок не хуже 8 гр. для золотой проволоки $d=30\text{мкм}$;
- материал обкладок: золото.

Согласно требованиям устойчивости к климатическим воздействиям, предъявляемых к микроэлектронным устройствам производства АО «ЦКБА», рабочий диапазон температур разрабатываемых конденсаторов как составных элементов МЭУ определен от $+85\text{ }^\circ\text{C}$ до минус $60\text{ }^\circ\text{C}$.

Требования к группе температурной стабильности МП0, определенные в том числе для керамических СВЧ конденсаторов, приведены в табл. 1 и ограничивают δC разрабатываемых конденсаторов значением $\pm 1\%$ в интервале рабочих температур [6].

Таблица 1

НОРМЫ ПО ИЗМЕНЕНИЮ ΔC ПРИ КРАЙНИХ ЗНАЧЕНИЯХ РАБОЧИХ ТЕМПЕРАТУР

Обозначение группы по температурной стабильности конденсаторов типа 1	ТКЕ в интервале температур от 20 до $85\text{ }^\circ\text{C}$, ($10^{-6}/^\circ\text{C}$)		ΔC_n %, в интервале температур	
	Номинальное значение	Допускаемое отклонение	От $(20\pm 5)^\circ\text{C}$ до минус 60°C	От $(20\pm 5)^\circ\text{C}$ до $125\text{ }^\circ\text{C}$
МП0	0	± 30	± 1	± 1
М47	-47	± 30	+1,5	-1,5
М150	-150	± 30	+3	-3
М330	-330	± 60	+6	-6
М750	-750	± 120	+12	-12
М1500	-1500	± 250	+25	-25
ПМ	$+140 \geq \text{ТКЕ} \geq -1000$		-3	+25

III. ТЕОРИЯ

Задача создания такого рода конденсаторов была успешно решена в конструктиве термостабильных малогабаритных керамических СВЧ конденсаторов с номиналами ёмкости 7,1; 7,32; 8.0 пФ с допуском $\pm 3\%$. Но данные конденсаторы имеют полуволновые резонансы в районе 15 ГГц, что приводит в отдельных случаях к ухудшению характеристик в полосе

рабочих частот при их использовании в смесителях. Одно из возможных решений по улучшению СВЧ характеристик конденсатора – это изменение типа диэлектрика и уменьшение габаритных размеров конденсатора [3].

В изделиях нашего предприятия используются конденсаторы К26-4 (ОЖО.464.240 ТУ) производства ОАО «Завод «Реконд», г. Санкт-Петербург. Это МДПМ (металл-диэлектрик-полупроводник-металл) тонкопленочные конденсаторы постоянной емкости, предназначенные для работы в СВЧ устройствах в составе герметичных узлов аппаратуры, в электрических цепях переменного тока частоты до 40 ГГц [1]. «Завод «Реконд» выпускает эти тонкопленочные конденсаторы, только последовательность номиналов составляет: 2,2 ; 3,3 ; 4,7 ; 6,8 ; 10 пФ и допустимое отклонение $\pm 20\%$ [2]. Было принято решение взять за основу разрабатываемого конструкторско-технологического решения именно конструкцию К26-4 (рис. 1) как наиболее перспективную для замены керамических СВЧ конденсаторов.

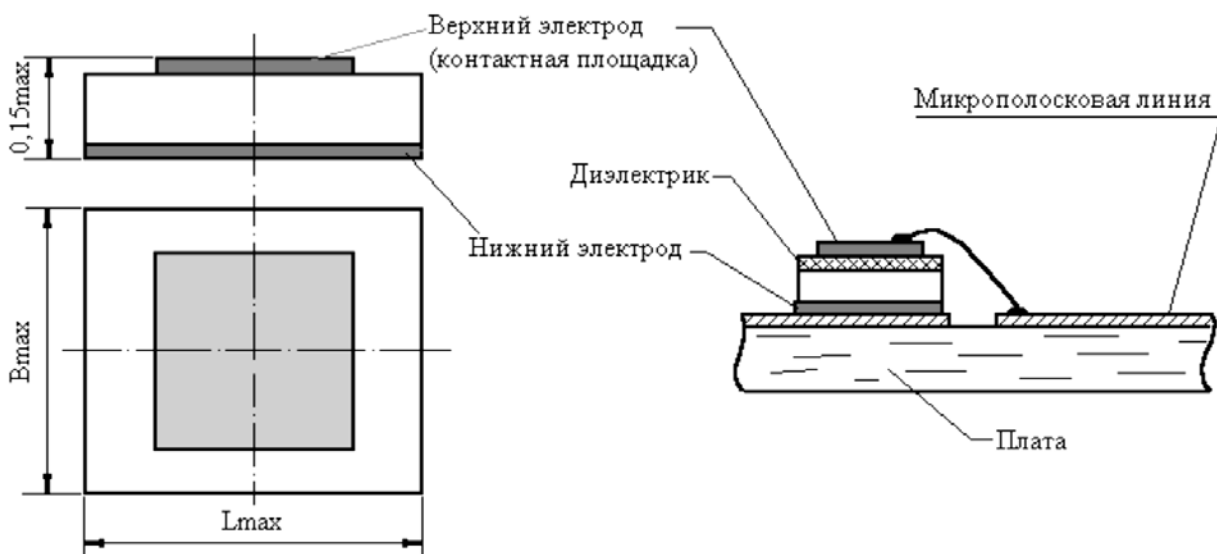


Рис. 1. Конструкция конденсатора К26-4

В основе конструкции конденсатора К26-4 лежит монокристаллический кремний. Материал диэлектрика – термически наращенный в атмосфере кислорода SiO_2 . Было принято решение заказать пластины кремния со слоем SiO_2 в компании АО «Телеком-СТВ» (г. Москва, Зеленоград), которая занимается изготовлением кремниевых пластин по специальным требованиям. Все дальнейшие работы велись на поставленных АО «Телеком-СТВ» пластинах монокристаллического кремния 100-КДБ-0,004-0,006 (111)420, БПКЖ.90.01.000ТУ гр.С, с толщиной слоя SiO_2 , равной 200 нм.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

У изготовленных пробных партий конденсаторов проводились измерения электрофизических параметров (емкости, проводимости, пробивных напряжений и температурной характеристики ёмкости) [5]. Отработанная методика измерений позволяет получать повторяемость результатов измерений в пределах 0.001-0.002 пФ. Погрешность измерений емкостей конденсаторов составляет менее 0.001 пФ.

Также проводились климатические испытания согласно требованиям устойчивости к климатическим воздействиям, предъявляемых к микроэлектронным устройствам производства АО «ЦКБА».

Протокол измерения электрических параметров и климатических испытаний приведен в табл. 2, 3, 4.

Таблица 2

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПРОБИВНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ КОНТРОЛЬНОЙ ПАРТИИ МДМП КОНДЕНСАТОРОВ

Емкость для группы конденсаторов, (пФ $\pm 3\%$)	Пробивное напряжение требуемое, В	Максимальное пробивное напряжение, В	Минимальное пробивное напряжение, В
7,1	не менее 50	150	88
7,32		156	84
8,0		155	34

Таблица 3

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОВОДИМОСТИ КОНТРОЛЬНОЙ ПАРТИИ МДМП КОНДЕНСАТОРОВ

Емкость конденсатора, (пФ $\pm 3\%$)	Проводимость, мкСм, требуемая	Проводимость* до пайки, мкСм,	Проводимость* до термоциклов после пайки, мкСм,	Проводимость* после термоциклов, мкСм,	Проводимость* на температуре минус 60°C, мкСм,	Проводимость* на температуре +85°C, мкСм,
7,1	не более 0,01	0	0,05	0	0	0
7,32		0,02	0,04	0	0	0
8,0		0	0,04	0	0	0

* – полученная, среднее значение

Таблица 4

РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТКЕ КОНТРОЛЬНОЙ ПАРТИИ МДМП КОНДЕНСАТОРОВ

Емкость конденсатора, (пФ $\pm 3\%$)	Емкость на температуре минус 60°C, пФ, (усредненное значение).	$\delta C, \%$	Емкость на температуре +85°C, пФ, (усредненное значение).	$\delta C, \%$	Требования температурной стабильности МП0, $\delta C, \%$ -60°C...+125°C
7,1	7,05	0,29	7,09	-0,25	± 1
7,32	7,3	0,33	7,32	0,3	
8,0	8,24	0,2	8,27	-0,23	

Сравнительный внешний вид конденсаторов на керамике В100 и разработанных МДМП СВЧ конденсаторов приведен на рис. 2

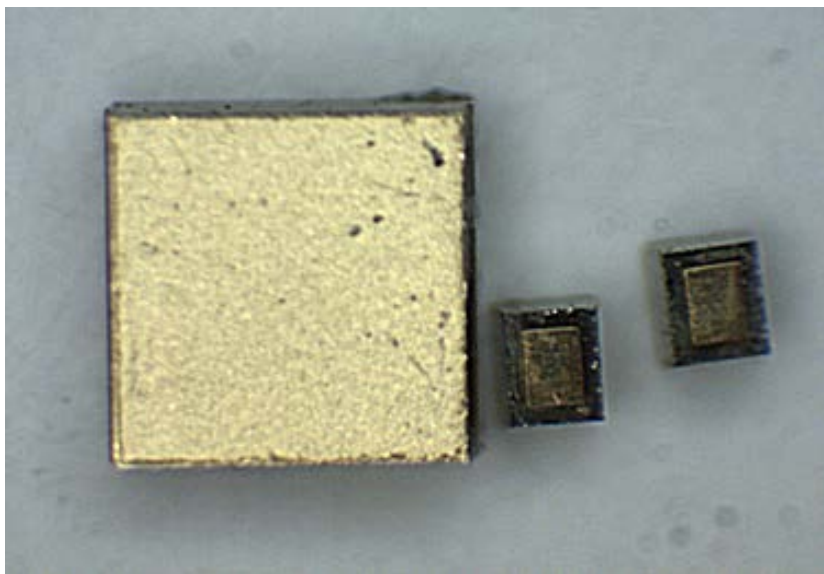


Рис. 2. Конденсатор 8 пФ из керамики В100 (слева) и разработанные тонкопленочные конденсаторы 8 пФ (справа)

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЯ

В результате произведенных работ были достигнуты следующие результаты:

- 1) отработана новая технология, разработан и внедрен технологический процесс «Изготовление плат на пластинах монокристаллического кремния»;
- 2) разработана и выпущена конструкторская документация на МДМП СВЧ конденсаторы, емкостью 7,1 , 7,32 , 8,00 пФ с допустимым отклонением $\pm 3\%$;
- 3) изготовлена контрольная партия МДМП СВЧ конденсаторов; проведены измерения электрических параметров и климатические испытания. Достигнутые значения полностью удовлетворяют ТЗ.

В дальнейшем планируется продолжить работу по улучшению качества разработанных конденсаторов в направлении добавления промежуточных процентных групп номиналов и повышения их точности, а также проведение работ по совершенствованию технологии монтажа.

VI. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. ОЖО.464.240 ТУ Конденсаторы тонкопленочные К26-4
2. ГОСТ 28884-90 Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов
3. Т.М. Борисова, Р.А. Кастро «Исследование диэлектрических свойств тонких пленок оксида алюминия, выращенных методом молекулярного наслаивания» // Труды МФТИ. 2013. Том 5. № 1. С. 21-24.
4. ГОСТ 28896-91 Конденсаторы постоянной емкости для электронной аппаратуры. Часть 1. Общие технические условия.
5. ГОСТ 27778-88 Конденсаторы постоянной емкости керамические. Общие технические условия.
6. Сайт компании АО «Телеком-СТВ» <http://www.telstv.ru>, дата обращения 20.04.2022.

**ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСЕРА
ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 0.1-18 ГГц**

**OPTIMIZATION OF PARAMETERS OF A FOUR-CHANNEL MULTIPLEXER
OF THE 0.1-18 GHz FREQUENCY RANGE**

Н. Н. Танский, А. В. Блохин

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

N. N. Tansky, A. V. Blokhin

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Представлены результаты измерения электрических параметров макетного образца мультиплексера СВЧ диапазона на основе микрополосковых фильтров с кауэровскими аппроксимациями. Проведена оптимизация и выполнен сравнительный анализ параметров макетного образца мультиплексера и ранее разработанного мультиплексера с дополнительными диапазонными фильтрами.

Ключевые слова: диплексер, фильтр нижних частот, фильтр верхних частот, крутизна скатов.

I. ВВЕДЕНИЕ

Частотно-избирательные устройства являются неотъемлемой частью систем радиолокации, поэтому важной задачей при разработке и модернизации частотно-избирательных устройств является улучшение их параметров и технологии изготовления. В данной работе приведены результаты оптимизации основных параметров четырехканального мультиплексера диапазона 0.1-18 ГГц.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель данной работы — оптимизация основных параметров четырехканального мультиплексера за счет исключения из конструкции дополнительных канальных фильтров и увеличения порядка фильтров нижних частот (ФНЧ) и фильтров верхних частот (ФВЧ) диплексеров.

III. ТЕОРИЯ

Для модернизации одного из изделий предприятия был разработан четырехканальный мультиплексер диапазона 0.1-18 ГГц с дополнительными канальными фильтрами (частоты стыковки каналов мультиплексера по уровню 3 дБ: 4, 8, 12 ГГц).

При проектировании и моделировании мультиплексера выполнялись требования к электрическим параметрам в диапазоне рабочих частот (потерям в каналах и неравномерно-

сти амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) каналов в полосе пропускания, ослаблению каналов в полосе задерживания, коэффициенту стоячей волны по напряжению (КСВН) согласно требованиям технического задания.

Моделирование диплексов и дополнительных канальных фильтров проводилось в системе автоматизированного проектирования AWR Microwave Office [1].

Структурная схема мультиплексера показана на рис. 1.

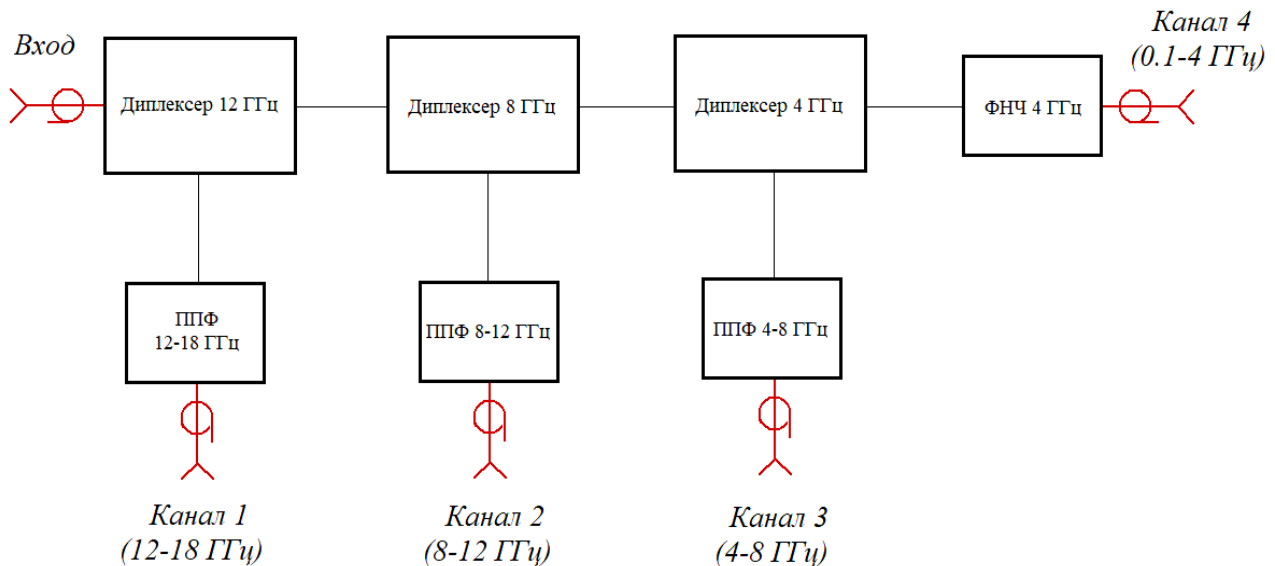


Рис. 1. Структурная схема четырехканального мультиплексера с дополнительными канальными фильтрами

В состав четырехканального мультиплексера входят три диплекса, выходы которых нагружены дополнительными канальными фильтрами.

Диплексы состоят из ФНЧ и ФВЧ с кауэровскими аппроксимациями. ФНЧ диплексов 1-го, 2-го и 3-го канала имеют порядок 9, 11 и 11 соответственно, а ФВЧ во всех каналах имеют 5-й порядок.

Дополнительные канальные фильтры представляют собой полосно-пропускающие фильтры (ППФ) лестничной структуры (для 1-го и 2-го канала мультиплексера) и встречно-стержневой (для 3-го канала), а также ФНЧ (для 4-го канала).

Дополнительные канальные фильтры необходимы для увеличения крутизны скатов, подавления в полосе задерживания ФНЧ и ФВЧ диплексов и исключения влияния паразитных полос фильтров диплексов.

Диплексы и дополнительные канальные фильтры выполнены на несимметричной полосковой линии. В качестве подложки выбран поликор ($\epsilon=9,8$) толщиной 0,5 мм, который позволяет обеспечивать необходимые габаритные размеры и реализацию зазоров встречно-стержневых конденсаторов ФВЧ диплексов.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Результаты моделирования диплексеров приведены на рис. 2-4.

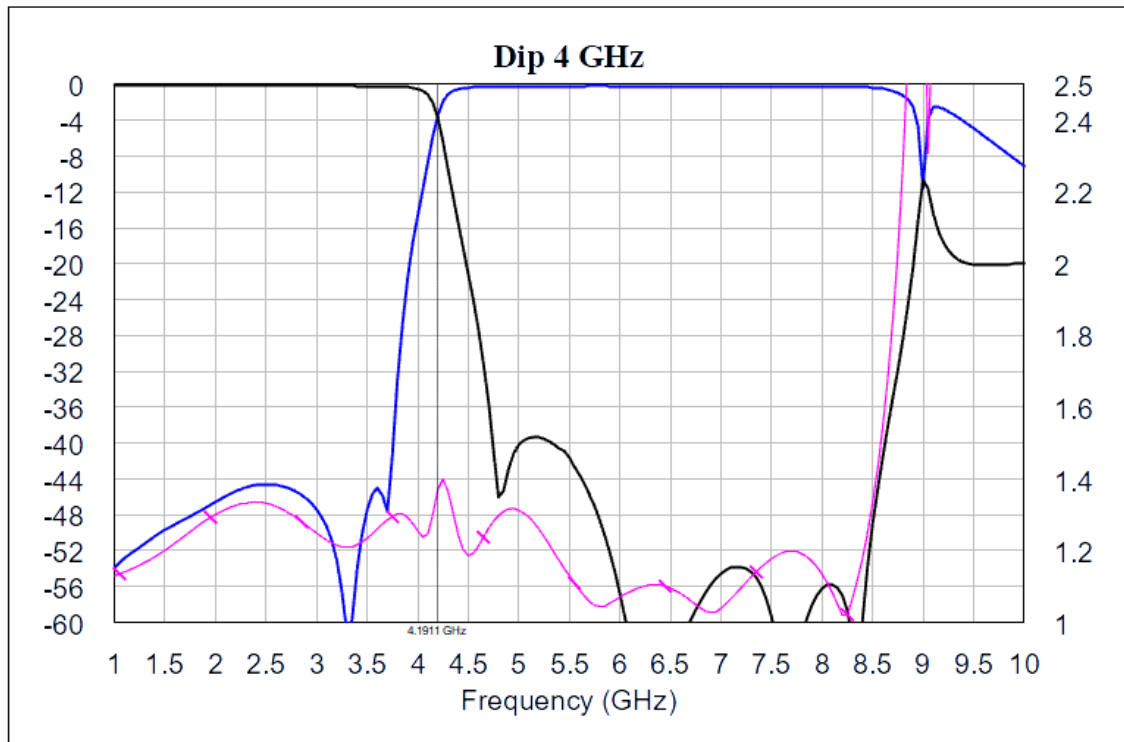


Рис. 2. Электрические параметры диплексера 3-го канала

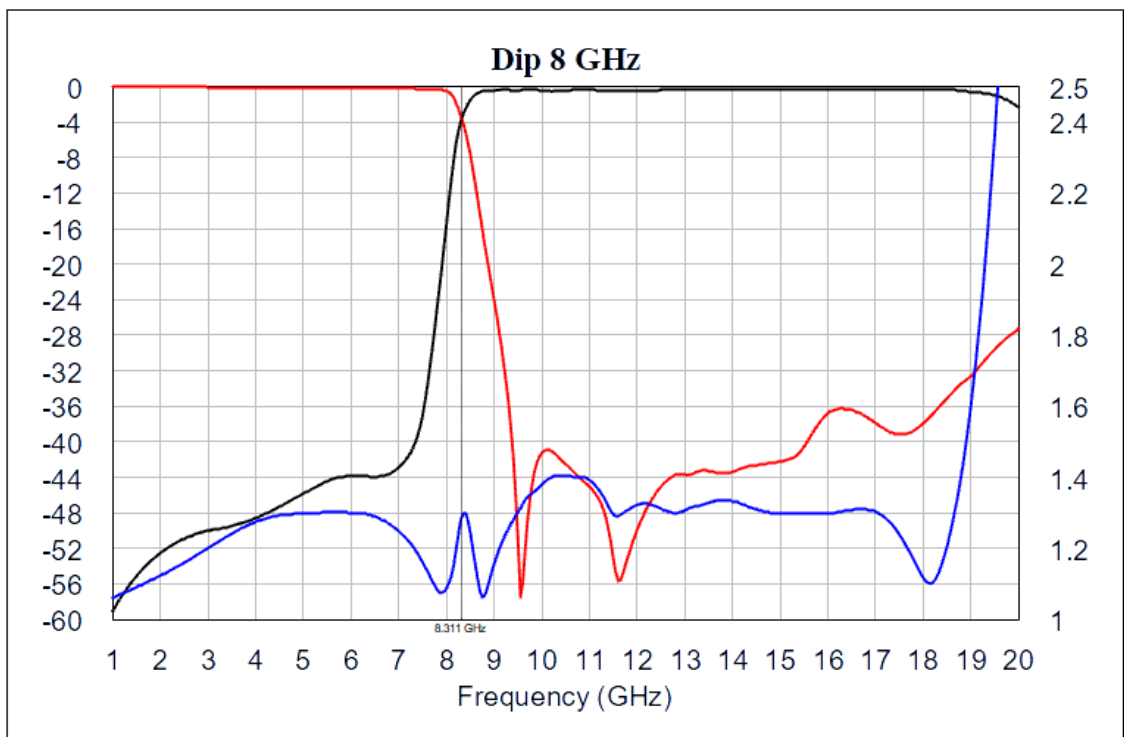


Рис. 3. Электрические параметры диплексера 2-го канала

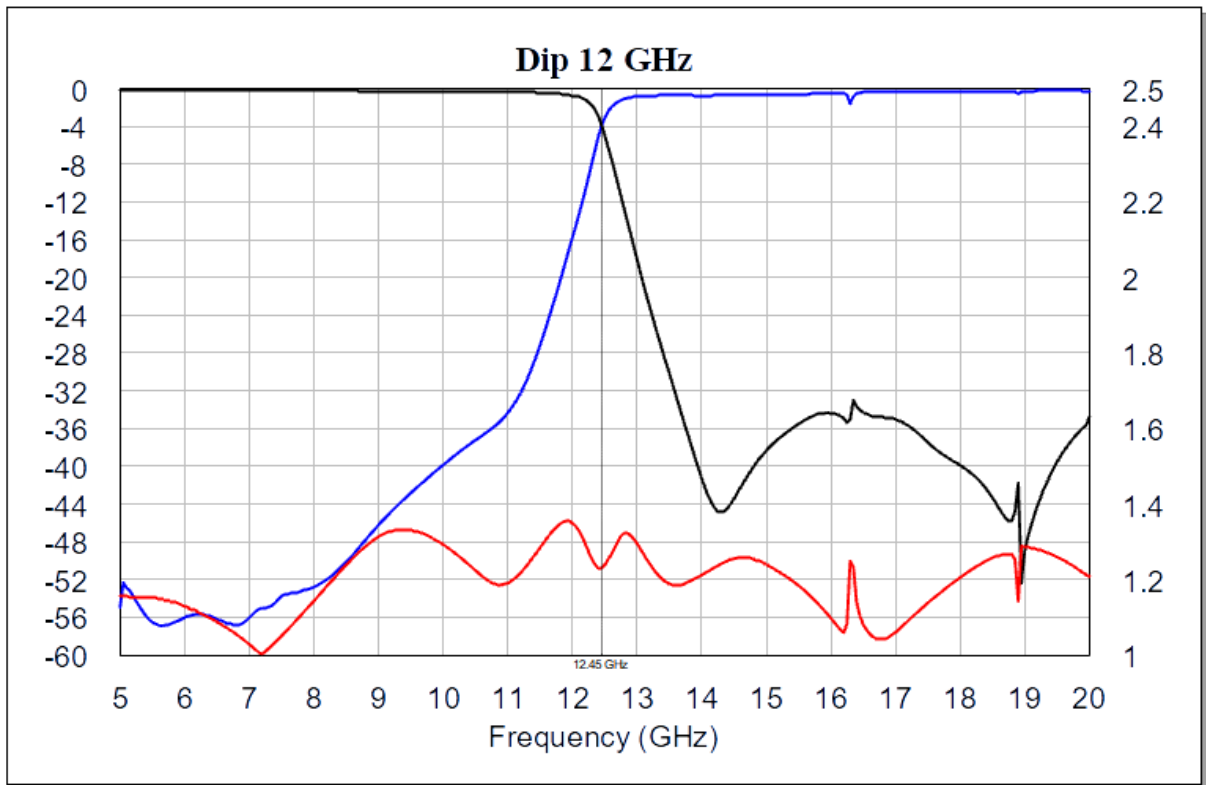


Рис. 4. Электрические параметры диплексера 1-го канала

Результаты моделирования дополнительных канальных фильтров представлены на рис. 5-8.

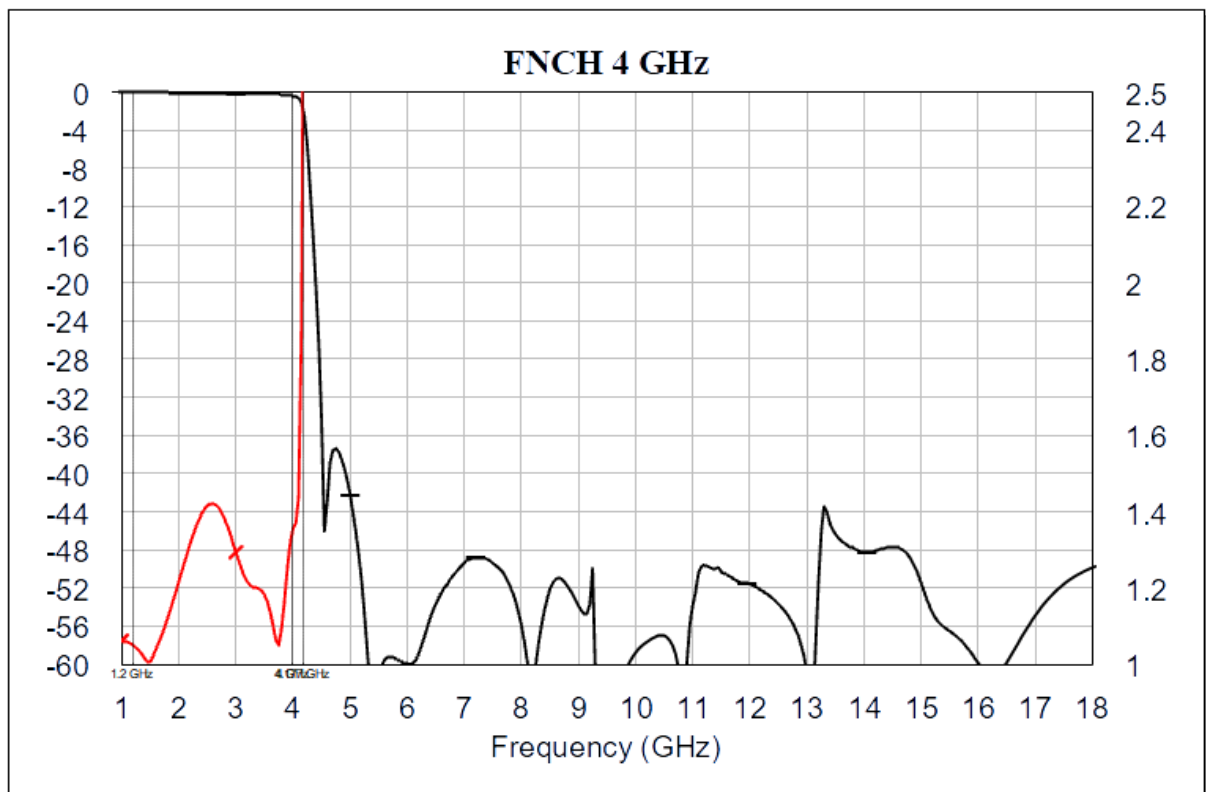


Рис. 5. Электрические параметры ФНЧ 4-го канала

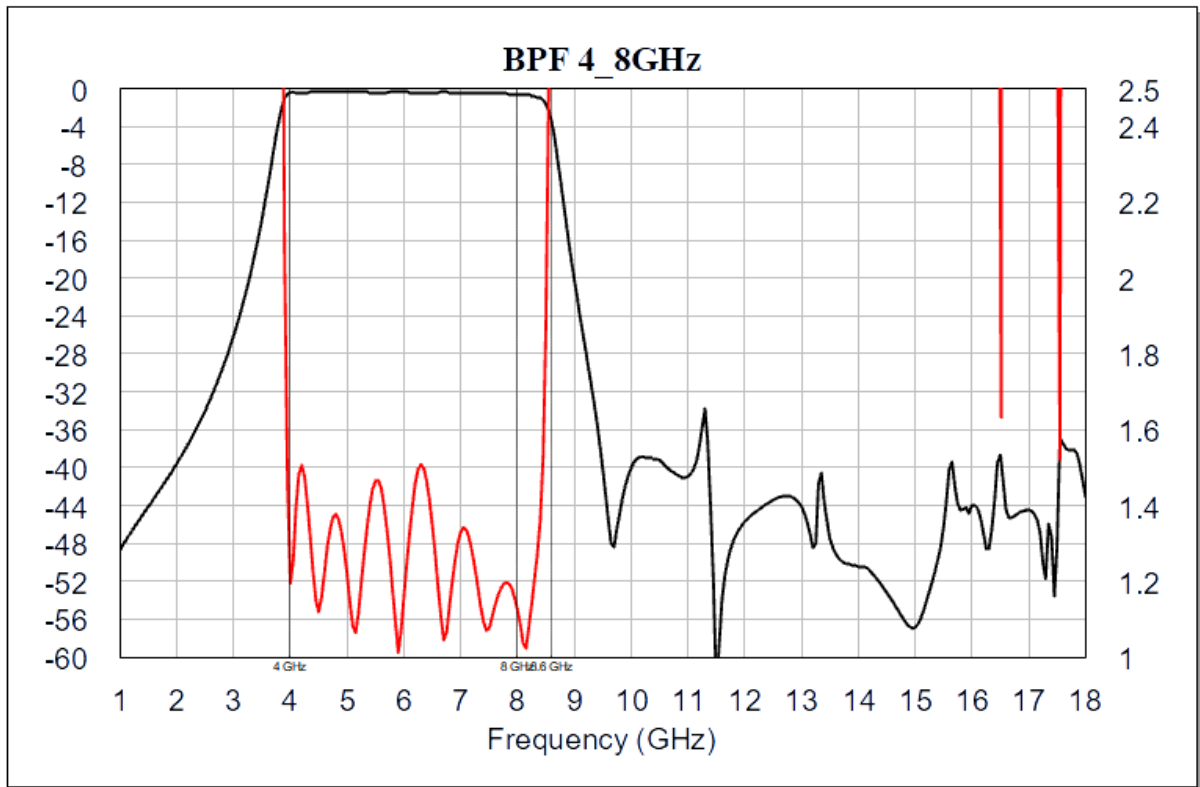


Рис. 6. Электрические параметры ППФ 3-го канала

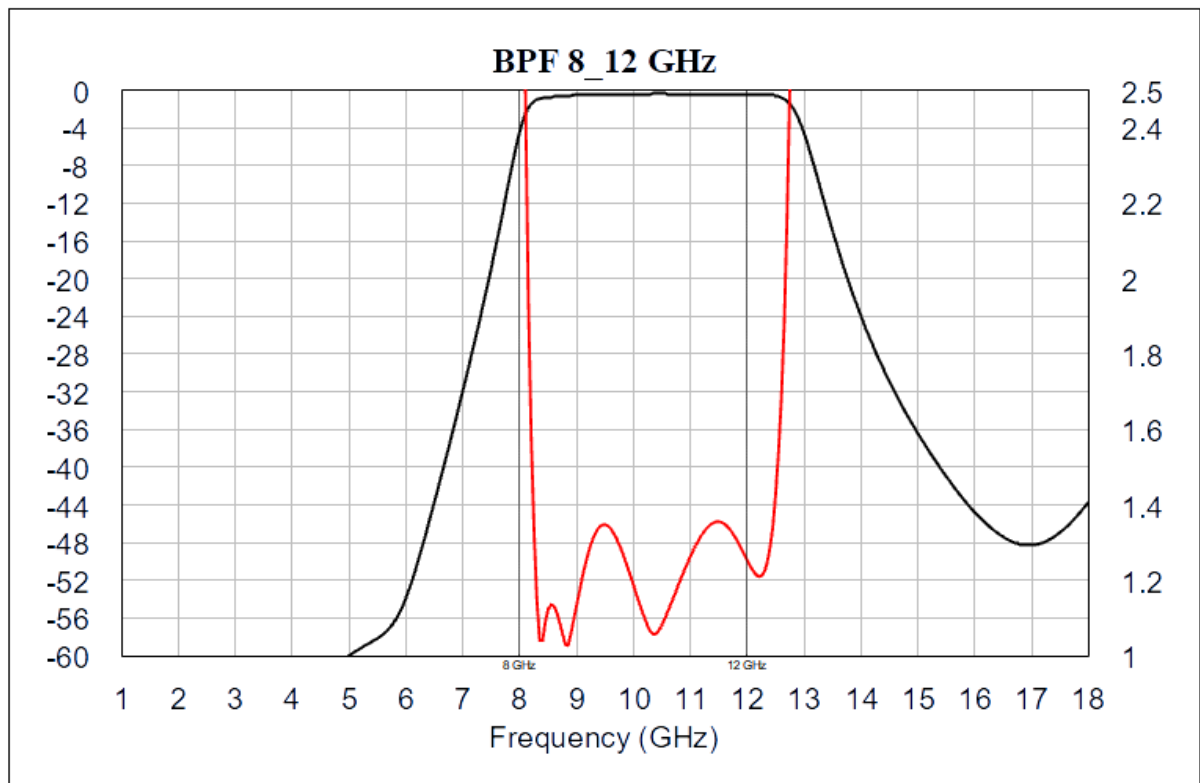


Рис. 7. Электрические параметры ППФ 2-го канала

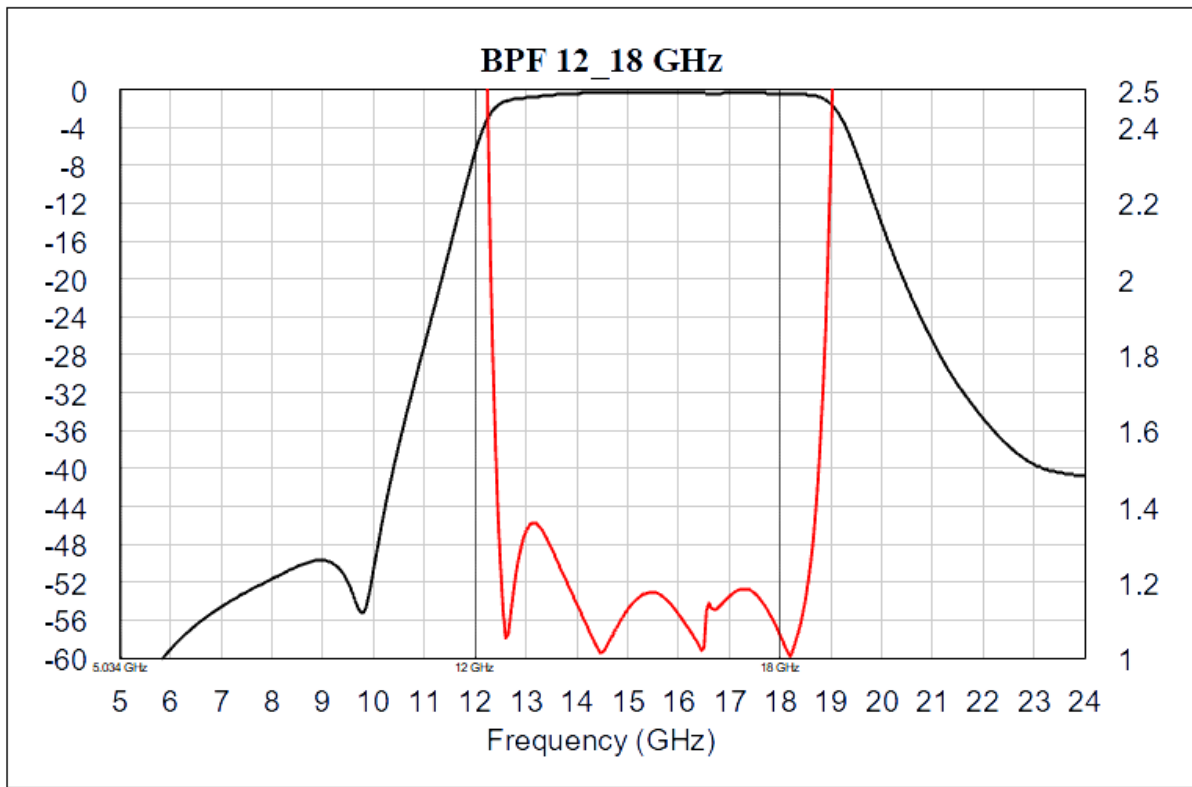


Рис. 8. Электрические параметры ППФ 1-го канала

Результаты измерений основных электрических параметров изготовленного четырехканального мультиплексера с дополнительными канальными фильтрами приведены на рис. 9.

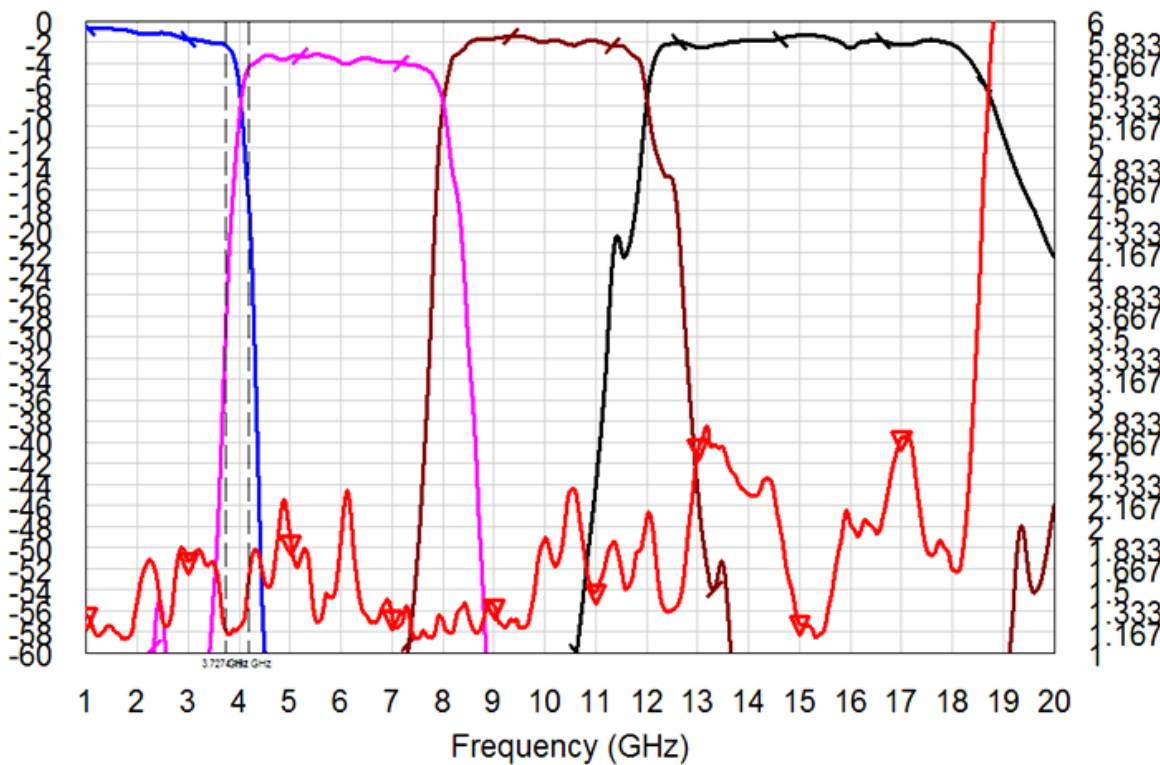


Рис. 9. Электрические параметры четырехканального мультиплексера с дополнительными канальными фильтрами

Как видно из рис. 9, потери в каналах мультиплексера в полосе пропускания не превышают 5 дБ, КСВН входа мультиплексера не более 3.0, ослабление каналов в полосе задерживания не менее 50 дБ. Однако в связи с взаимным влиянием друг на друга диплексеров и дополнительных канальных фильтров скаты ФНЧ и ФВЧ диплексеров имеют «изрезанный» характер, который сильнее всего проявляется в диплексере 1-го канала.

Характеристика затухания дополнительных ППФ в идеальном случае должна повторять форму скатов ФНЧ и ФВЧ диплексеров. Для сохранения частот стыковки каналов мультиплексера, с учетом допусков изготовления, дополнительные ППФ рассчитаны на более широкие полосы пропускания, чем полосы пропускания диплексеров. Изрезанность скатов АЧХ обусловлена влиянием дополнительных ППФ на резонаторы ФНЧ и ФВЧ диплексеров, обеспечивающих стыковку каналов мультиплексера по уровню 3 дБ. В связи с этим необходима настройка каналов мультиплексера, но добиться полного исключения взаимного влияния друг на друга дополнительных канальных фильтров и диплексеров не удалось.

Наличие дополнительных канальных фильтров повышает требования к точности изготовления и совмещения линий передач плат фильтров и диплексеров при сборке. Точный монтаж плат мультиплексера обеспечивает требуемый КСВН по входам и выходам, что в свою очередь гарантирует повторяемость параметров мультиплексера при производстве.

В ходе эксплуатации мультиплексеров в изделии выявилась большая неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот изделия по причине неоднозначной настройки мультиплексеров.

На основании полученных результатов было решено отказаться от дополнительных канальных фильтров в мультиплексере, а необходимую крутизну скатов обеспечить за счет увеличения на два порядка ФНЧ и ФВЧ диплексеров.

Результаты измерений основных электрических параметров макетного четырехканального мультиплексера без дополнительных канальных фильтров приведены на рис. 10.

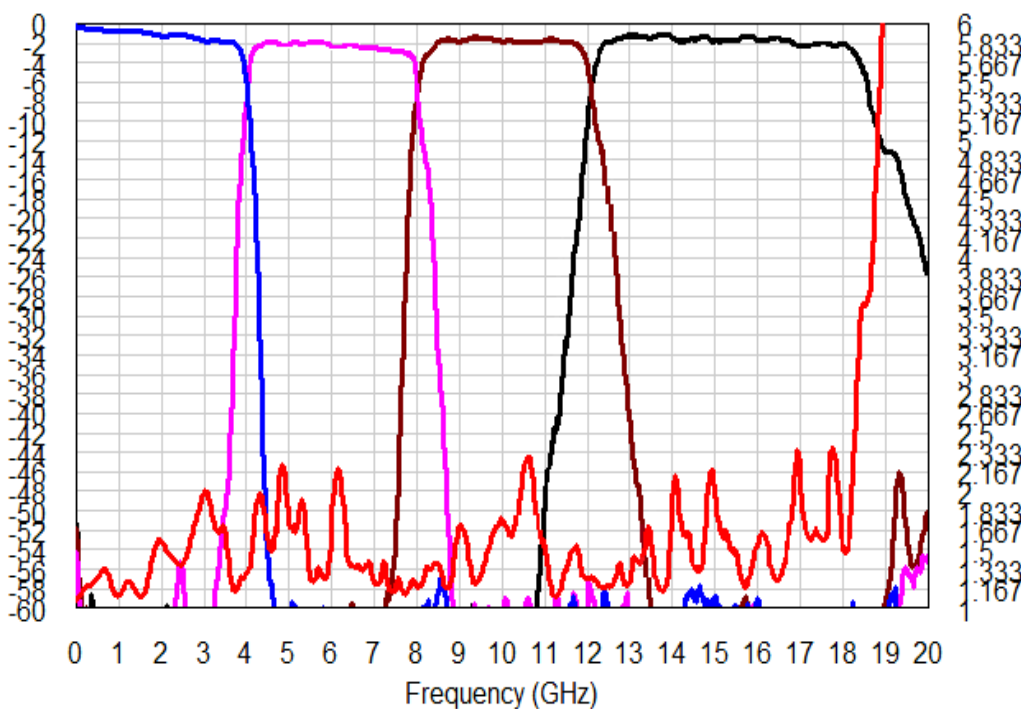


Рис. 10. Электрические параметры четырехканального мультиплексера без дополнительных канальных фильтров

Из рис. 10 видно, что отсутствие в мультиплексере дополнительных канальных фильтров и увеличение порядка ФНЧ и ФВЧ диплексеров привело к увеличению крутизны скатов фильтров диплексеров и уменьшению потерь в полосе пропускания каналов мультиплексера, при этом ослабление в полосе задерживания каналов не ухудшилось.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе данной работы была проведена оптимизация основных параметров четырехканального мультиплексера диапазона 0.1-18 ГГц за счет исключения из конструкции дополнительных канальных фильтров и увеличения порядка ФНЧ и ФВЧ диплексеров.

Упрощение конструкции мультиплексера за счет исключения дополнительных канальных фильтров позволит:

- улучшить электрические параметры мультиплексера (потери в каналах в полосе пропускания не более 4 дБ, при значении ослабления каналов в полосе задерживания не хуже 50 дБ);
- сократить трудоемкость при изготовлении и настройке мультиплексера (отсутствует необходимость в изготовлении, монтаже и настройке дополнительных канальных фильтров);
- улучшить повторяемость параметров мультиплексера при серийном производстве (за счет уменьшения количества изготавливаемых и настраиваемых составных частей).

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.

УДК 623.765.3

ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ РАЗВЕДКИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ В ИНТЕРЕСАХ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РИО ПВО ТЗ

WAY OF IMPROVEMENT PASSIVE INTELLIGENCE TOOLS IN THE INTERESTS OF INCREASING EFFICIENCY IN THE AIR DEFENSE TACTICAL SUBSYSTEM

Н. С. Трякин, Н. И. Пальгин, Е.В. Гришаев

АО «НПП «Рубин», г. Пенза, Россия

N. S. Tryakin, N. I. Palgin, E. V. Grishaev

Research and Production Enterprise "Rubin", Penza, Russia

Аннотация. В статье рассматриваются вопросы применения и совершенствования радиотехнических систем разведки (СРТР) в подсистеме управления ПВО тактического звена. Повышение эффективности СРТР с точки зрения возможности обнаружению бортовых РЛС и каналов обмена БПЛА с пунктами управления требует улучшения технических характеристик систем.

Ключевые слова: радиотехнические системы разведки, распознавание, отождествление, БПЛА.

I. ВВЕДЕНИЕ

Учитывая наблюдающееся за рубежом смещение центра тяжести в области применяемого при нанесении ударов с воздуха вооружения в сторону высокоточных самонаводящихся непилотируемых высокоскоростных боеприпасов, а также приоритетность для поражения средств ПВО СВ в целом и радиоизлучающих элементов в частности, вполне очевидна необходимость в перспективе постепенного наращивания пассивных и активно-пассивных средств при построении подсистемы разведывательно-информационного обеспечения (РИО).

В связи с этим возможны два подхода, связанных с использованием соответственно принципов пассивной и полуактивной (с использованием поля внешнего подсвета) локации.

Реализация первого подхода возможна двумя путями:

- разработка и применение станций радиотехнической разведки СРТР в качестве отдельного средства разведки подсистемы РИО ПВО СВ (Л-150-32М, Л-150М-11);
- встраивания специализированных каналов радиотехнической разведки в антенные системы активных радиолокационных средств.

При этом использование только пассивных средств обнаружения не в полной мере оправдано в современных условиях. Это обусловлено возрастающим прогрессом в развитии робастных режимов полёта средств воздушного нападения (СВН) противника (особенно БЛА различного назначения), что позволяет им совершать полёт в режиме полного радиомолчания и, следовательно, в этом случае они не могут быть обнаружены пассивными средствами разведки.

От данного недостатка свободен подход, имеющий в основе полуактивный режим. Принцип действия такого обнаружителя основан на направленном когерентном приёме отражённых от цели сигналов источников радиоволн, не связанных с приёмниками (например, теле- и радиовещательных станций, систем спутниковой связи и т.п.), их последующем спектральном анализе и обнаружению движущихся воздушных целей по доплеровскому смещению частоты отражённого сигнала.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Работы по созданию активно-пассивных когерентных радиолокационных станций ведутся как у нас, так и за рубежом. В частности, во Франции создана корабельная ПРЛС TRC-8310-SHADO типа PCL (Passive Coherent Location) прямой видимости, которая работает с использованием действующих телевизионных передатчиков. В Англии создана ПРЛС типа PCL прямой видимости, которая работает с использованием действующих сетей сотовой связи.

ФГУП «МКБ Электрон» и АО «НИИ «Вектор» проводят работы по созданию интегрального унифицированного мобильного активно-пассивный комплекс [1], отличительной особенностью которого является возможность работы как в активно-пассивном, так и в пассивном режиме (по собственным излучениям РЭС воздушных объектов).

Комплекс может представлять собой единую когерентную пространственно распределённую систему, состоящую из трёх-четырёх элементов с возможностью высокоточной синхронизации и управления его элементами в режиме реального времени с учётом их про-

пространственного расположения, в основе которых лежат уникальные адаптивные алгоритмы работы. Элементы комплекса конструктивно выполняются на одной транспортной единице и могут быть разнесены один относительно другого на расстояние до 20 км. Учитывая большое внимание руководства ВС РФ к ведению маневренных боевых действий с применением высококомобильных тактических соединений в зоне их ответственности 100x100 км, можно полагать, что интеграция комплекса в создаваемую органами управления ПВО тактических соединений СВ пространственно распределённую систему разведки воздушного противника возможна. Такой подход позволит существенно повысить помехозащищённость и живучесть системы разведки воздушного противника.

В настоящее время радиолокационная разведка является основой системы разведки воздушного противника в ПВО СВ, радиолокационная разведка позволяет обнаруживать цели и определять их пространственное положение с необходимой точностью, в любых погодных условиях и в любое время суток, но легко обнаруживается радиотехнической разведкой противника. Для повышения полноты, качества и устойчивости информационного обеспечения возникает необходимость применения и уже начинают применяться пассивные средства разведки: СРТР и оптико-электронные станции (ОЭС).

Радиотехническая разведка обеспечивает не только обнаружение радиоизлучающих целей, но и определения угловых координат на источник излучения. Средства радиотехнической разведки обеспечивают обнаружение в любое время суток, устойчивы к изменению метеоусловий, но не имеют достаточную для целераспределения полноту и точность информации.

Оптоэлектронная разведка обеспечивает высокую точность пеленгования целей, но обеспечивает обнаружение целей с достаточной дальностью для управления оружием в тактическом звене только при благоприятных метеоусловиях.

Современные ОЭС должна обеспечивать:

- всесуточность отображения фоноцелевой обстановки с необходимым качеством для эффективного обнаружения и распознавания целей;
- требуемую дальность обнаружения;
- автоматический захват (по изображению или по целеуказанию от РЛС) и сопровождение выбранной цели с выдачей полных координат X, Y, H (дальность, азимут, угол места), скорости V и ее составляющих V_x, V_y, V_H ;
- возможность применения ОЭС на различных колёсных или гусеничных носителях;
- оптимальное соотношение эффективность/стоимость.

Однако пассивным средствам разведки присущ общий и существенный недостаток – затруднено решение задачи опознавания обнаруженных целей.

Комплексирование развединформации от средств разведки, построенных на различных физических принципах, позволяет компенсировать отдельные недостатки каждого из средств разведки. А также позволяет создать систему разведки воздушных целей, обеспечивающую как скрытность ведения разведки, так и полноту, достаточность и устойчивость информации о воздушной обстановке.

III. ТЕОРИЯ

В ближайшей перспективе СРТР должны будут решаться следующие основные задачи:

- вскрытие воздушной обстановки с целью выявления замыслов противника, определение состава налета и направлений ударов, в том числе в условиях ведения им интенсивного радиоэлектронного противодействия;
- распознавание целей до класса и типа и расстановка на этой основе приоритетов среди них по степени опасности (важности), а также выявление на театре военных действий новых типов радиоэлектронных средств, классов и типов их носителей;
- анализ и отображение радиоэлектронной обстановки в районе боевых действий;
- обнаружение работы, определение характеристик, идентификация источников радиоизлучений для занесения в базы данных и нацеливания средств РЭБ;
- выявление системы радиотехнического обеспечения войск противника;
- контроль сигнатурной заметности РЭС своих сил для принятия мер по их защите;
- раннее предупреждение своих войск и сил об угрозах со стороны противника, а также о непосредственной угрозе отдельным системам и средствам различного базирования с выдачей результатов для принятия контрмер;
- сокращение времени работы на излучение активных радиоэлектронных средств группировки ПВО с целью снижения вероятности поражения их противорадиолокационными ракетами противника, обуславливающее повышение боевой устойчивости и живучести группировки ПВО в целом.

Ведущие тенденции развития СРТР на период до 2025 года:

- дальнейшая интеграция в единое информационное пространство, обеспечение способности функционировать в составе единых сетей с использованием единых форматов;
- сокращение времени развертывания комплексов за счет сокращения количества единиц техники, использования радиокоммутированных устройств малой дальности, упрощения антенно-фидерной системы;
- повышение достоверности выявленных данных на основе корреляционной обработки разрозненной информации;
- повышение вероятности обнаружения сигналов до 0,95 (во всем диапазоне при длительности до 1 мс);
- единая синхронизация всей приемной и пеленгаторной аппаратуры в районе боевого применения с точностью 20 нс;
- повышение точности определения координат объектов до 20 - 50 м;
- повышение точности собственной привязки СРТР до уровня 5 - 10 м;
- снижение массы и габаритов СРТР;
- расширение диапазона рабочих частот;
- размещение средств СРТР на роботизированных платформах и в виде необслуживаемых наземных датчиков, самоорганизующихся в единую структуру путем организации сетей с ретрансляцией.

Информация от СРТР на ПУ ТЗ может использоваться для решения задач [2]:

- подтверждения типа целей с учётом информации отождествления;
- ранжирование целей по важности и степени опасности;

- сопровождение и обнаружение целей на участках трасс, где может отсутствовать радиолокационное обнаружение;
- наращивания возможностей по разведке целей за пределами зон радиолокационного обнаружения.

При разработке и использовании СРТР подсистемы ПВО ТЗ необходимо учитывать характеристики и особенности работы источников радиоизлучений (ИРИ) СВН, которые влияют на их обнаружение:

- максимальная дальность обнаружения ИРИ обеспечивается в случае, когда диаграмма направленности антенны (ДНА) ИРИ главным лепестком направлена на СРТР;
- основными ИРИ СВН, являются РЛС (обзора, наведения, управления оружием или многофункциональная) и каналы обмена информацией БПЛА;
- РЛС СВН активируются при подходе к рубежу выполнения задач сначала в режиме обзора, затем в режимах наведения или управления оружием;
- время работы РЛС в различных режимах минимально (секунды, минуты);
- в режимах наведения или управления оружием главный лепесток ДНА РЛС направлен на уничтожаемую цель.

Совершенствование ОЭС должно быть направлено на обеспечение всесуточности их работы за счёт использования совместно телевизионных и тепловизионных каналов наблюдения, обладающих необходимой дальностью обнаружения.

При решении данной задачи возникают проблемные вопросы, требующие разработки новых алгоритмов обнаружения и сопровождения целей в ОЭС:

- рациональный выбор диапазонов работы телевизионных и тепловизионных каналов наблюдения;
- обеспечение автоматического решения задач обнаружения, захвата, сопровождения и распознавание объектов;
- обнаружение изменений в сцене наблюдения и автоматическая адаптация к изменениям фоновой обстановки;
- комплексирование изображений различных спектральных диапазонов в интересах повышения возможностей обнаружения и распознавания;
- юстировка, самокалибровка, самоориентация и самопозиционирование каналов наблюдения.

Выбор необходимого количества и диапазонов работы каналов наблюдения должен производиться на основе анализа спектральных характеристик всех типов воздушных объектов.

Наиболее сложными являются задачи автоматического обнаружения и распознавания воздушных целей. Факторы, затрудняющие решение данных задач:

- наличие шумового фона;
- сложный текстурированный фон, на котором должна решаться задачи обнаружения и распознавания;
- влияние эффектов загромождения;
- искажающие оптические эффекты;
- эффекты резкой смены освещения;
- разнообразие или изменчивость самих объектов обнаружения;

- эффекты изменения среды между ОЭС и объектами наблюдения.

Основной современный подход к задаче обнаружения и распознавания – обнаружение и распознавание объектов, основанные на их структурированных яркостно-геометрических моделях:

- 1) составление яркостно-геометрической конструкции (модели объекта) – неформальный элемент алгоритмизации;
- 2) поиск и локализация объекта распознавания – формальный элемент алгоритмизации.

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для подвижных пунктов управления ПВО ТЗВ АО «ЦКБА г. Омск разработаны СРТР Л-150-32М, Л-150М-11.

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.

Имеющиеся недостатки:

- низкий темп обзора по частоте и пространству;
- низкая чувствительность приёмных каналов;
- низкая помехоустойчивость вследствие отсутствия какой-либо избирательности на высокой частоте, что приводит к обнаружению большого количества ложных пеленгов при наличии близкорасположенных мощных ИРИ.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для повышения эффективности СРТР по обнаружению бортовых РЛС и каналов обмена БПЛА с пунктами управления необходимо изменение идеологии построения СРТР, а именно [2]:

- уменьшение полосы частот до рабочих частот бортовых РЛС или каналов обмена БПЛА;
- повышения чувствительности и помехоустойчивости каналов разведки, в том числе за счёт реализации частотной избирательности на входе приёмных каналов (на высокой частоте);
- повышения точности измерения координат ИРИ;
- повышения темпа обзора;

Перспективные СРТР должны обеспечивать:

- 1) **Автоматический поиск, обнаружение и пеленгование следующих ИРИ:**
 - **бортовые РЛС различного функционального назначения;**

- бортовые ответчики систем опознавания;
 - РЛС различного назначения наземного и надводного базирования;
 - каналов обмена информацией БПЛА с их пунктами управления.
- 2) Сопровождение обнаруженных ИРИ;
 - 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 радиотехнических параметров ИРИ с банком данных ИРИ, размещенным в СРТР.
 - 5) Выдачу информации в базовый вычислительный комплекс (БВК);
 - 6) Определение режимов их работы и оценку дальности до ИРИ при наличии достоверных и полных радиотехнических параметров ИРИ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мобильный комплекс противодействия БПЛА «Защита»[электронный ресурс]// сайт АО «НИИ «Вектор». URL: <https://nii-vektor.ru/mobilnyj-kompleks-protivodejstviya-bpla-zashhita-2.html> (дата обращения 24.02.2022).
2. Пальгин Н.И., Трякин Н.С., Гришаев Е.В., Филюшкин И.П. Проблемные вопросы применения СРТР в подсистеме ПВО тактического звена // Мат. VIII Всерос. научн.-технич. конф. Омск: Изд-во ОмГТУ. 2020. С. 170-177.

УДК 621.396.677-03

ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЭПОКСИДНОГО ПРЕСС-МАТЕРИАЛА РП-284С

STUDY OF PHYSICO-MECHANICAL AND DIELECTRIC PROPERTIES EPOXY PRESS MATERIAL RP-284C

М. А. Федорова, к.х.н., Т. Н. Филатова, к.х.н.

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

M. A. Fedorova, T. N. Filatova

JSC «Central design bureau of automatics», Omsk, Russia

Аннотация. Рассматривается возможность применения прессовочного эпоксидного материала РП-284С взамен пресс-материала УП-284С для изготовления корпусов спиральных антенн. Эмпирически установлено, что данные материалы имеют близкие физико-механические показатели, такие как плотность, усадка, твердость, водопоглощение. Диэлектрические свойства материалов также близки: диэлектрическая проницаемость отличается не более чем на 6%. Показано, что применение пресс-материала РП-284С не ведет к изготовлению новой оснастки, изменению в конструкции изде-

лий, а также не приводит к увеличению цикла подготовки производства и повышению стоимости изготовления изделий.

Ключевые слова: прессовочный эпоксидный материал, литьевое прессование, диэлектрическая проницаемость

I. ВВЕДЕНИЕ

Для изготовления корпусов спиральных антенн и конструктивных элементов на нашем предприятии применяется прессовочный эпоксидный материал марки УП-284С ТУ 6-05751768-53-93. Материал представляет собой термореактивную композицию на основе эпоксидно-диановой смолы ЭД-8, отвердителя 4,4 — диаминодифенилметана, красителя фталоцианинового голубого или зеленого, микростекловолокна в качестве наполнителя и ускорителя УП-0632 и предназначен для изготовления литьевым прессованием изделий электротехнического и конструкционного назначения, работающих в диапазоне температур от минус 60°С до + 150°С [1]. Изделия из УП-284С обладают хорошими механическими свойствами, низкой усадкой, небольшим водопоглощением и диэлектрической проницаемостью, равной 4,5-5 [2].

В связи с прекращением выпуска разработчиком и единственным изготовителем пресс-материала УП-284С (ПАО «Уралхимпласт») перед производством встала задача по замене его на материал, близкий по свойствам, радиотехническим характеристикам, а также по методу переработки.

Поэтому целью данной работы являлся поиск материала-заменителя с тем же интервалом рабочих температур, усадкой, влагопоглощением, диэлектрической проницаемостью, твердостью и пр. При этом замена материала не должна была вести к изменениям в конструкции изделий.

II. ТЕОРИЯ

Близким по свойствам и методу переработки оказался пресс-материал РП-284С ТУ 6-48-126-95[3]. Это термореактивная композиция на основе эпоксидно-диановой смолы, аминного отвердителя, красителя синего, зеленого или черного цветов, а также микростекловолокна в качестве наполнителя. Материал предназначен для изготовления литьевым прессованием изделий электротехнического и конструкционного назначения, работающих в диапазоне температур от минус 60 °С до + 150 °С.

Сущность метода литьевого прессования состоит в том, что материал (реактопласт) в необходимом для литья количестве помещают в предварительно замкнутую загрузочную камеру пресс-формы, где он нагревается до вязкотекучего состояния. Нагревание материала происходит за счет стенок загрузочной камеры. Из этой камеры пластичный пресс-материал выдавливается пуансоном в оформляющую часть пресс-формы по литниковым каналам, где отверждается. После отверждения материала детали извлекаются с помощью выталкивателей [4]. Преимуществом данного метода формования является быстрое отверждение пресс-материала в форме за счет интенсивного и равномерного прогрева при прохождении литниковых каналов. Детали обладают лучшими диэлектрическими и физико-механическими свойствами за счет отверждения по всему сечению ввиду хорошего прогрева [5].

Справочные физико-механические и диэлектрические показатели пресс-материалов УП-284С и РП-284С приведены в табл. 1.

Таблица 1

**ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИЕ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ
ПРЕСС-МАТЕРИАЛОВ УП-284С и РП-284С.**

Наименование показателя	УП-284С [1]	РП-284С [3]
Внешний вид и цвет	Крупнодисперсный порошок синего или зеленого цвета	Крупнодисперсный порошок синего, зеленого или черного цвета
Текучесть по спирали, мм, не менее	200	200
Ударная вязкость, кДж/м ² , не менее	17,3	19,6
Разрушающее напряжение при изгибе, кгс/см ² , не менее	1500	1500
Теплостойкость по Мартенсу, °С, не менее	110	110
Электрическая прочность при частоте 50 Гц, кВ/мм, не менее	30	20
Усадка, %	0,4 [6]	0,4-2,0
Диэлектрическая проницаемость	4,5 -5 [2]	4 – 15 [7]

Из приведенных данных видно, что пресс-материалы одинаковы по таким показателям как текучесть и разрушающее напряжение при изгибе, а по ударной вязкости РП-284С даже превосходят оригинал. Значения усадки материалов также близки. Поэтому при использовании РП-284С в качестве материала-заменителя отсутствует необходимость проектирования и изготовления новой оснастки, что, в свою очередь, исключает увеличение цикла подготовки производства и повышение стоимости изготовления изделий из нового материала.

III. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Для определения физико-механических показателей двух материалов, таких как плотность, твердость, усадка, водопоглощение, были изготовлены плоские образцы из УП-284С и РП-284С размером 165х44х6 мм по режимам, приведенным в табл.2.

Таблица 2

РЕЖИМЫ ПЕРЕРАБОТКИ ПРЕСС-МАТЕРИАЛОВ УП-284С и РП-284С

Наименование показателя	УП-284С [1]	РП-284С [3]
Температура прессования, °С	135 ± 10	135 – 145
Давление, кгс/см ²	От 200	От 200
Выдержка, мин	10 – 15	От 10
Масса навески, г	90	90

Все образцы были изготовлены литьевым прессованием на прессе гидравлическом ДЕ2428 на одной и той же пресс-форме в соответствии с требованиями ГОСТ 12015-66 [8] для реактопластов. После прессования образцы были подвержены термообработке при температуре 150 °С в течение 2 часов. Замеры параметров были проведены через 24 часа после их изготовления и термообработки (по ГОСТ 18616-80 [9]). За результат испытания принято среднее арифметическое трех параллельных измерений.

Плотность образцов была определена по ГОСТ 15139-69 [10]. Сущность метода заключается в определении плотности материала по отношению массы образца к его объему, определяемым взвешиванием и обмером. Образцы были взвешены, а затем были измерены длина, высота и ширина каждого образца. Объем образцов был вычислен по формуле,

$$V = L \times h \times b,$$

где V – объем образца, см³; L — длина образца, см; h — высота образца, см; b — ширина образца, см. Плотность образцов была вычислена по формуле

$$\rho = \frac{m}{V},$$

где m – масса образца, г; V – объем образца, см³.

Усадка образцов была определена по ГОСТ 18616-80 [9]. Метод заключается в определении разности размеров холодной пресс-формы и отформованных в ней охлажденных образцов, выраженной в процентах от размеров пресс-формы. Размеры были установлены по одним и тем же меткам для пресс-формы и образцов. Усадка (MS) была вычислена по формуле

$$MS = \frac{L_0 - L_1}{L_0},$$

где L_0 – размеры пресс-формы, мм; L_1 – размеры образца, мм.

Твердость образцов по Шору была определена по ГОСТ 24621-2015 [11]. Сущность метода заключается во вдавливании специального индикатора в испытуемый материал под действием силы и измерения глубины вдавливания. Измерения твердости были проведены на твердомере ТН 210.

Водопоглощение образцов было определено по ГОСТ 4650-2014 [12]. В данном методе определяют массу воды, поглощенной образцом определенных размеров при погружении его в воду. Образцы были просушены в сушильном шкафу при температуре (80 ± 10) °С в течение 4 часов, затем были помещены в эксикатор под силикагелем и выдержаны до температуры окружающей среды. После этого образцы были взвешены на аналитических весах с точностью до 0,0001. Затем испытуемые образцы были помещены в стеклянную емкость, заполненную дистиллированной водой и выдержаны 24 часа. После образцы были извлечены из

воды, высушены хлопчатобумажной салфеткой и фильтровальной бумагой и снова взвешены. Массовая доля воды, поглощенная образцом (С), была рассчитана по формуле

$$C = \frac{M_2 - M_1}{M_1} \times 100 \%,$$

где M_1 — масса образца перед погружением в воду, г; M_2 — масса образца после выдержки в воде, г.

Диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь образцов были измерены на анализаторе цепей скалярном Р2М-40 с коаксиально-волноводными переходами. Измерения проводились в частотном диапазоне прямоугольного волновода 23х10. Радиотехнические характеристики определялись на частотах вблизи 10 ГГц.

Полученные значения физико-механических и диэлектрических показателей материалов приведены в табл. 3.

Таблица 3

**ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИЕ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ПРЕСС-МАТЕРИАЛОВ УП-284С И РП-284С**

Параметры	Результат	
	УП-284С	РП-284С
Плотность, г/см ³	1,8	1,7
Усадка, %	0,11	0,090
Твердость по Шору	91,0	91,5
Водопоглощение, %	0,036	0,037
Диэлектрическая проницаемость (ε)	4,46	4,32
Тангенс угла диэлектрических потерь	0,011	0,013

Из таблицы видно, что пресс-материалы УП-284С и РП-284С имеют близкие значения физико-механических показателей. Диэлектрические свойства материалов также близки: диэлектрическая проницаемость отличается не более чем на 6 %, по тангенсу угла диэлектрических потерь различие составляет 0,001 — 0,003.

Методом литьевого прессования из материала РП-284С были изготовлены корпуса спиральных антенн различной конфигурации. Изделия, в состав которых входили корпуса антенн, при проведении типовых испытаний показали удовлетворительные результаты и соответствовали требованиям своих технических условий и установленной программы испытаний. Таким образом, замена пресс-материала УП-284С на РП-284С при изготовлении корпусов антенных элементов не повлияла на радиотехнические характеристики изделий и не привела к изменениям в конструкции блоков.

IV. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Ввиду одинаковой природы, близких значений физико-механических и радиотехнических характеристик, а также положительных результатов проведения типовых испытаний изделий пресс-материал РП-284С был внедрен в качестве материала-заменителя УП-284С для изготовления корпусов спиральных антенн и сопутствующих элементов.

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., сотрудииков цеха по производству изделий из пластмасс.

Работа проведена в рамках план-графика № 640/пр «Выполнение работ по замене пресс-материала УП-284С для изготовления корпусов антенн» в период с июля 2021 г. по декабрь 2021 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ТУ 6-05751768-53-93. Материал прессовочный эпоксидный марки УП-284С. Технические условия.
2. Кацнельсон М.Ю., Балаев Г.А. Пластические массы: свойства и применение. Справочник. 3-е изд., перераб. Л.: Химия. 1978. 384 с.
3. ТУ 6-48-126-95. Материал прессовочный эпоксидный марки РП-284С. Технические условия.
4. Завгородний В.К. Оборудование по переработке пластмасс. М.: Машиностроение, 1976. 407 с.
5. Яковлев А.Д. Технология изготовления изделий из пластмасс. Л.: Химия. 1977. 360 с.
6. Уралхимпласт: официальный сайт. Нижний Тагил. URL: <http://www.ucpr.ru/ru> (дата обращения 21.07.21).
7. Крыжановский В.К., Бурлов В.В., Паниматченко А.Д., Крыжановская Ю.В. Технические свойства полимерных материалов. Справочник. СПб.: Профессия. 2003. 240 с.
8. ГОСТ 12015-66. Пластмассы. Изготовление образцов для испытаний из реактопластов. Общие требования. Введ. 1967-01-01. М.: Издательство стандартов, 1988. 7 с.
9. ГОСТ 18616-80. Пластмассы. Метод определения усадки. Введ. 1980-01-01. М.: Издательство стандартов, 1987. 7 с.
10. ГОСТ 15139-69. Пластмассы. Методы определения плотности (объемной массы). Введ. 1970-01-07. М.: Издательство стандартов, 1988. 18 с.
11. ГОСТ 24621-2015. Пластмассы и эбонит. Определение твердости при вдавливании с помощью дюрометра (твердость по Шору). Введ. 2017-01-01. М.: Стандартинформ, 2016. 11 с.
12. ГОСТ 4650-2014. Пластмассы. Методы определения водопоглощения. Введ. 2015-01-03. М.: Стандартинформ, 2014. 21 с.

СОДЕРЖАНИЕ

<i>А. С. Андреев</i> МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН	3
<i>С. Ф. Аткишкин</i> БАЛАНСНЫЙ УДВОИТЕЛЬ СВЕРХВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ СО СНИЖЕННЫМ ВХОДНЫМ И ВЫХОДНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ОТРАЖЕНИЯ.....	10
<i>К. М. Басков, В. Н. Семененко, Т. А. Фурманова, В. А. Чистяев</i> ПОДАВЛЕНИЕ ЭФФЕКТА ГИБСА ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ С ЦЕЛЮ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОБРАЗЦОВ МАТЕРИАЛОВ	22
<i>Р. А. Бекишев, И. А. Тосканов</i> РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОЙ КОНФОРМНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ НИЗКОПРОФИЛЬНЫХ РУПОРНО-ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН	35
<i>А. А. Белоусов, А. А. Дубровская</i> ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВАХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ	46
<i>А. А. Белоусов, Т. В. Старинова</i> СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ КОРРЕКТОР АЧХ УСТРОЙСТВ СВЧ ДИАПАЗОНА	51
<i>Д. А. Борейко к.т.н., А. Р. Князева</i> ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОЗВЕННЫХ LC-ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ LTСС-ТЕХНОЛОГИИ	58
<i>И. С. Васильевский¹, А. А. Аврамчук¹, М. С. Бурдыкин¹, Р. В. Захарченко¹, А. Н. Виниченко¹, А. А. Горелов¹, А. Р. Давлятишина¹, Ю. А. Тертышина¹, Ю. Д. Сибирмовский¹, К. С. Гришаков¹, Н. И. Каргин¹, М. Н. Стриханов¹</i> ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА МАХА-ЦЕНДЕРА НА ОСНОВЕ INP С ШИРИНОЙ ПОЛОСЫ 40 ГГц	67
<i>И. С. Васильевский¹, А. А. Аврамчук¹, М. С. Бурдыкин¹, Р. В. Захарченко¹, А. Н. Виниченко¹, А. А. Горелов¹, А. Р. Давлятишина¹, М. М. Калошин¹, Я. Б. Литун¹, Ю. А. Тертышина¹, С. А. Шостаченко¹, Н. И. Каргин¹, И. М. Добуш², А. С. Сальников², А. А. Попов²</i> РАЗРАБОТКА ОТЕЧЕСТВЕННОГО ТЕХПРОЦЕССА 0.15 МКМ РНЕМТ ДЛЯ МИС СВЧ МШУ	75

<i>И. В. Веремеев^{1,2}, О. И. Павлова¹, Ю. С. Зонова¹</i> ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАЛОГАБРИТНЫХ СВЧ ПАВ-РЕЗОНАТОРОВ.....	83
<i>Е. А. Вехов¹, А. Н. Коноплин¹, Е. С. Коровин²</i> ВЛИЯНИЕ УГЛА МЕСТА ПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ПЕЛЕНГАЦИОННЫЕ ПОКАЗАНИЯ ОДНОКООРДИНАТНЫХ ПЕЛЕНГАТОРОВ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО ТИПОВ.....	93
<i>А. Л. Ворожцов, А. А. Иванов, Н. В. Жандецкая</i> ОПЫТ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ ИРД ДЛЯ МИНИАТЮРИЗАЦИИ ФИЛЬТРОВ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 0,3-12 ГГц НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ФАБРИКЕ В ФОРМАТЕ ФАУНДРИ	99
<i>В. В. Ерохин, С. А. Завьялов</i> ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ LC-ФИЛЬТРОВ В СНК.....	108
<i>М. А. Квачев, С. А. Завьялов</i> АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ КАК СФ-БЛОКА ПРИЕМНИКА ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ В РЕАЛИЗАЦИИ СНК	117
<i>Н. В. Коробейников</i> РАЗРАБОТКА АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ И АНТЕННОГО ЭЛЕМЕНТА ДЛЯ ПАССИВНОГО КАНАЛА ПЕЛЕНГАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ	124
<i>Ю. А. Костычев¹, Ю. А. Феофилактов²</i> МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОЧНОСТИ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА	131
<i>И. Д. Павлов</i> ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ НЕИДЕНТИЧНОСТИ АНТЕНН НА ОШИБКИ ПЕЛЕНГАЦИИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ.....	138
<i>Е. П. Пономарев</i> СОВРЕМЕННАЯ КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ СВЧ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ.....	143
<i>М. В. Попрушко</i> МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ПРИЕМНОГО ТРАКТА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН	152

<i>В. В. Прохоренко</i> РАЗРАБОТКА И МАКЕТИРОВАНИЕ СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ПЕРЕНОСНОЙ КОНТРОЛЬНО-ПРОВЕРОЧНОЙ АППАРАТУРЕ.....	161
<i>Д. В. Сапожников</i> МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЧАСТОТНОГО ДИСКРИМИНАТОРА	170
<i>Г. Н. Селиванова</i> ШИРОКОПОЛОСНАЯ СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА СВЧ-КВЧ ДИАПАЗОНА	177
<i>В. Н. Семененко, А. Ю. Зарубина, С. Г. Кибец, К. М. Басков, В. А. Чистяев</i> ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОНИЦАЕМОСТЬ ОРГАНИЧЕСКИХ РАСТВОРИТЕЛЕЙ В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ	185
<i>Н. В. Сологуб</i> МАЛОГАБАРИТНЫЕ ПРЕЦИЗИОННЫЕ ТЕРМОСТАБИЛЬНЫЕ МДПМ СВЧ КОНДЕНСАТОРЫ.....	193
<i>Н. Н. Танский, А. В. Блохин</i> ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНОГО МУЛЬТИПЛЕКСЕРА ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 0.1-18 ГГц.....	198
<i>Н. С. Трякин, Н. И. Пальгин, Е.В. Гришаев</i> ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ПАССИВНЫХ СРЕДСТВ РАЗВЕДКИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ В ИНТЕРЕСАХ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РИО ПВО ТЗ.....	205
<i>М. А. Федорова, к.х.н., Т. Н. Филатова, к.х.н.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЭПОКСИДНОГО ПРЕСС-МАТЕРИАЛА РП-284С	211

Научное издание

ОБМЕН ОПЫТОМ В ОБЛАСТИ СОЗДАНИЯ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Материалы
IX Всероссийской научно-технической конференции
(Омск, 26–27 апреля 2022 года)

Ответственность за содержание материалов несут авторы

Печатается в авторской редакции

Компьютерная верстка *О. Г. Белименко*

Дизайнер обложки *М. С. Кузьяев*

Подписано в печать 01.06.22. Формат 60×84¹/₈. Бумага офсетная.
Отпечатано на дупликаторе. Усл. печ. л. 13,75. Уч.-изд. л. 13,75.
Тираж 45 экз. Заказ 190.

Издательство ОмГТУ. 644050, г. Омск, пр. Мира, 11; т. 23-02-12.
Типография ОмГТУ