

УДК 621.372.832

## СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СВЧ УСТРОЙСТВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШЛЕЙФНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Б. С. Лобанов<sup>1</sup>, И. А. Петров<sup>1</sup>, В. А. Неганов<sup>2</sup>

<sup>1</sup> ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

<sup>2</sup> Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

Статья получена 23 декабря 2013 г.

**Аннотация.** В статье рассматривается структурный синтез СВЧ устройств с использованием шлейфных четырехполюсников, позволяющий значительно увеличить число вариантов схемотехнического построения устройств, расширить рабочий диапазон частот, придать устройствам новые частотные свойства и функциональные возможности, уменьшить габариты. Приводится теорема о каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников. Приводятся примеры различных устройств СВЧ, спроектированных путем совмещения их с широкополосными шлейфными четырехполюсниками.

**Ключевые слова:** теорема, устройства СВЧ; широкополосные согласующие структуры.

**Abstract.** The microwave devices structured synthesis with the use of shunting quadrupoles is considered in the article. The method allows to enlarge the number of variants of circuit building devices, to increase the operating range of the frequencies, to add new frequency characteristic and functional possibilities, to reduce the size of the device. The theorem about cascade connection of reactive symmetrical quadrupoles is given here. The examples of different microwave devices are given.

**Keywords:** theorem, microwave devices, broadband matching structures.

Параметры радиотехнических систем, использующие сигналы СВЧ диапазона для приема и передачи информации, во многом определяются параметрами СВЧ устройств, входящими в выходные и входные тракты. Разработка соответствующих схемотехнических решений построения устройств, позволяющих улучшить их частотные характеристики, расширить диапазон рабочих ча-

стот, снизить габариты, наиболее полно использовать технологические и конструктивные достижения в области микроминиатюризации устройств, повышение эффективности методов проектирования с использованием современных вычислительных средств и программного обеспечения, продолжают оставаться актуальными задачами по совершенствованию техники СВЧ.

В работах [1-15] приводятся многочисленные примеры проектирования устройств СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами. Совмещение подобных структур со структурами СВЧ устройств, синтезируемых общепринятыми (традиционными, классическими) методами, будем называть структурным синтезом устройств СВЧ.

**Структурный синтез СВЧ устройств основан на:**

1. Общепринятых (традиционных, классических) схемотехнических решениях проектирования и методах анализа и синтеза устройств СВЧ.

2. Применении современных вычислительных средств и программного обеспечения при схемотехническом и электродинамическом моделировании, а также параметрическом синтезе устройств.

3. Принципе совмещения структур СВЧ устройств, полученных общепринятыми методами, с широкополосными согласующими цепями и, прежде всего, со структурами на основе шлейфных четырехполосников

4. Применении, в качестве исходных широкополосных согласующих цепей, каскадных соединений одинаковых реактивных симметричных шлейфных четырехполосников.

Под словом «структура» понимается не только схемное соединения элементов, но и их взаимное расположение, размеры, конфигурация и другие особенности схемного, конструктивного и технологического характера.

**Структурный синтез СВЧ устройств позволяет:**

1. Значительно увеличивать количество вариантов схемотехнического

построения устройств.

2. Расширять рабочий диапазон устройств.

3. Получать заданные амплитудно- и фазо-частотные характеристики.

4. Увеличивать число параметров для параметрического синтеза устройств.

5. В ряде случаев, получать новые частотные свойства и расширять функциональные возможности устройств.

6. Уменьшать габариты устройств.

В качестве исходных широкополосных согласующих цепей предлагается использовать каскадные соединения одинаковых реактивных симметричных Т – и П – образные четырехполюсников с разомкнутыми и короткозамкнутыми шлейфами, а также каскадные соединения комбинированных четырехполюсников. Применение каскадных соединений одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников обусловлено прежде всего тем, что это несколько облегчает задачу поиска подходящих структур для структурного синтезе устройств СВЧ, т.е. для реализации принципа совмещения различных структур в единую результирующую структуру с новыми частотными и другими свойствами.

Применение, в качестве исходных широкополосных согласующих цепей каскадных соединений одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников, обусловлено тем, что частотные свойства данных цепей (структур) определяются, прежде всего, параметрами элементов одиночного четырехполюсника. Данное свойство формулируется в виде теоремы, которая приведена ниже.

**Теорема:** «При каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников функция рабочего затухания результирующего четырехполюсника  $L_p^n(f_w)$  в математической полосе пропускания не превышает значений функции  $1 + P(f_w)$ , где  $P(f_w) = (L_p(f_w) - 1) / (1 - a_{11}^2(f_w))$ ,  $L_p(f_w)$  - функция рабочего затухания одиночного четырехполюсника,  $a_{11}(f_w)$ -элемент

классической матрицы передачи одиночного четырехполосника,  $f_w$  - частота в математической полосе пропускания четырехполосника».

Результирующая функция рабочего затухания каскадного соединения  $n$  четырехполосников в полосе пропускания будет определяться следующим выражением

$$L_p^n(f_w) = 1 + P(f_w) \cdot \Psi(n, a_{11}(f_w)), \quad (1)$$

где  $P(f_w)$  - функция, определяемая только параметрами одиночного четырехполосника и равна

$$P(f_w) = \frac{L_p(f_w) - 1}{1 - a_{11}^2(f_w)}, \quad (2)$$

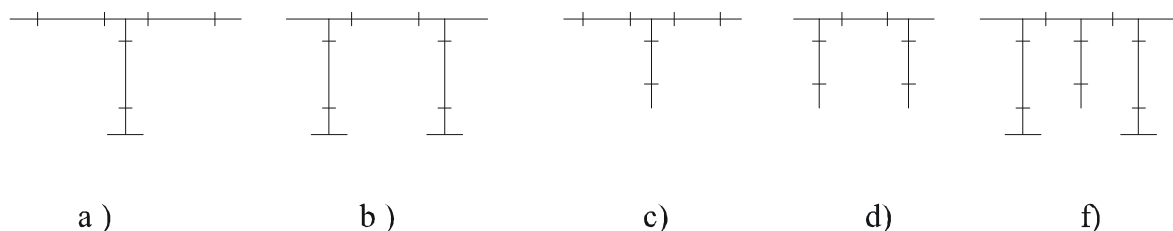
$$L_p(f_w) = a_{11}^2(f_w) + \frac{1}{4} \left| \frac{a_{12}(f_w)}{\rho_0} + \rho_0 a_{21}(f_w) \right|^2$$

- функция рабочего затухания одиночного четырехполосника,

$$\Psi(n, a_{11}(f_w)) = \sin^2 n(\arccos a_{11}(f_w)). \quad (3)$$

В полосе пропускания функция  $\Psi(n, a_{11}(f_w))$  изменяется от 0 до 1 и результирующая функция рабочего затухания (1) не превышает значений  $1 + P(f_w)$ . Под полосой пропускания, с математической точки зрения, здесь понимаются частоты  $f_w$ , на которых элемент  $a_{11}$  классической матрицы передачи одиночного четырехполосника лежит в пределах от -1 до 1.

Таким образом, в качестве исходных структур, которые могут совмещаться со структурами разрабатываемых СВЧ устройств и высокочастотных трактов, могут быть использованы структуры с каскадным включением одинаковых реактивных симметричных четырехполосников. На рис. 1 представлены некоторые варианты шлейфных широкополосных реактивных симметричных четырехполосников.

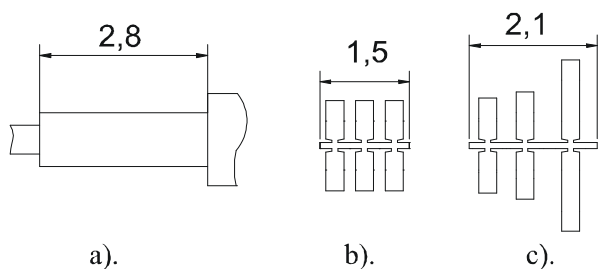


**Рис. 1.** Варианты широкополосных шлейфных четырехполюсников.

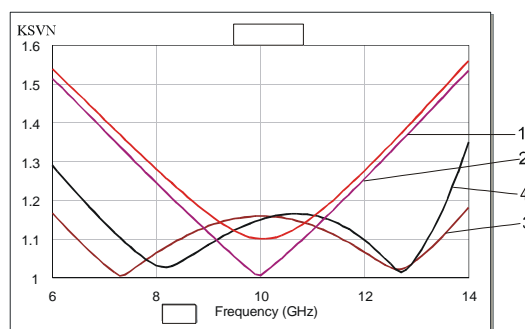
На рис. 1 а) и б) изображены Т - и П – образных широкополосные четвертьволновые короткозамкнутые шлейфы., а с) и д) - широкополосные разомкнутые шлейфы. На рис. 1е приведен комбинированный четырехполюсник, состоящий из разомкнутого и короткозамкнутого шлейфов. Частотные свойства каскадного соединения подобных четырехполюсников приведены, например, в работе [5].

Рассмотрим примеры применения каскадных соединений шлейфных четырехполюсников, представленных на рис. 1, при структурном синтезе различных устройств СВЧ.

На рис. 2а приведен четвертьволновый трансформатор, применяемый для согласования активных сопротивлений, например, для согласования линий передачи с различными волновыми сопротивлениями. Его волновое сопротивление определяется как  $Z_t = \sqrt{Z_g Z_n}$ , где  $Z_g$  и  $Z_n$  волновые сопротивления входной и выходной линий. Частотная характеристика КСВН для  $Z_g = 50$  и  $Z_n = 25$  Ом приведена на рис. 3 (кривая 1).



**Рис. 2.** Топологии трансформаторов.

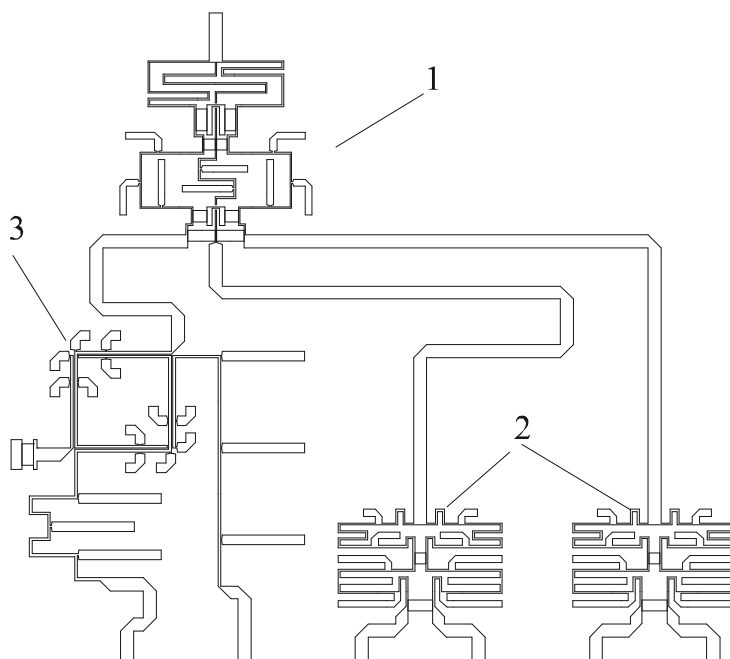


**Рис. 3.** КСВН трансформаторов.

Заменяем четвертьволновый трансформатор на регулярной линии структурой, состоящей из каскадного соединения трех одинаковых четырехполюсников (рис. 1с), рассчитав ее на соответствующее волновое сопротивление и электрическую длину. Топология такого трансформатора приведена на рис. 2б, а характеристика КСВН на рис. 3 (кривая 2). Как видно, характеристики трансформаторов на регулярной линии и с периодической структурой хорошо совпадают, но длина второго значительно меньше. Кроме того, если параметры трансформатора на регулярной линии жестко зафиксированы, то в структуре из шлейфных четырехполюсников появляется возможность произвольно менять параметры соединительных отрезков и шлейфов. Изменяя длины элементов, составляющих трансформатор на рис. 2б, проведем параметрический синтез с целью расширения рабочего диапазона частот при заданном уровне коэффициента отражения. В результате получаем трансформатор с непериодической структурой из разомкнутых шлейфов (рис. 2с). Частотная характеристика такого трансформатора приведена на рис. 3 (кривая 4). Для сравнения, на рис. 3 (кривая 3) приведена характеристика двух ступенчатого перехода. Как видно, характеристика КСВН трансформатора с непериодической структуры приближается к характеристике двухступенчатого перехода, но при этом его длина не превышает длины обычного четвертьволнового трансформатора.

Структуры, состоящие из каскадного соединения Т - и П – образных широкополосных четырехполюсников с разомкнутыми шлейфами могут использоваться для замены любых отрезков линий передачи в различных устройствах СВЧ, что позволяет увеличивать число параметров для параметрического синтеза, уменьшать габариты.

На рис. 4 приведена топология делителя мощности 1х6, который состоит из делителя 1х3 -1, двух делителей 1х2 -2 и тандемного ответвителя на связанных линиях -3. Тандемный ответвитель применяется для получения фазового сдвига на  $90^\circ$  первого выхода относительно остальных пяти.



**Рис. 4.** Топология делителя мощности 1x6

Основные линии делителей и связанные линии ответвителя имеют высокое волновое сопротивление. Требуемое волновое сопротивление трансформирующих отрезков получаем, изменением длин соединительных последовательных линий и параллельных разомкнутых шлейфов в процессе параметрической оптимизации. На выходах тандемного ответвителя включены каскадные структуры с разомкнутыми шлейфами, что позволяет откорректировать наклон фазовых характеристик относительно следующих четырех выходов. Таким образом, применение в устройствах шлейфных структур, позволяет получить заданные амплитудно- и фазо-частотные характеристики при одновременном уменьшении их габаритов.

На рис. 5 приведена электродинамическая модель трехзвенного делителя мощности, а на рис. 6 его расчетные характеристики в диапазоне частот от 2 до 20 ГГц, где: 1 – КСВН входа, 2 – развязка между выходами, 3 – ослабление от входа до выходов.

Трехзвенный делитель мощности с непериодической структурой оптимизировался для получения максимальной полосы согласования при минималь-

ных значениях КСВН на верхних частотах. Хотя, на низких частотах КСВН увеличивается, но остается менее 2, а развязка снижается до -10 дБ. Такой делитель вполне можно применять в диапазоне частот от 2 до 20 ГГц, при этом ослабление сигнала от входа до выхода не превышает 3,6 дБ. Длина делителя не превышает 4 мм.

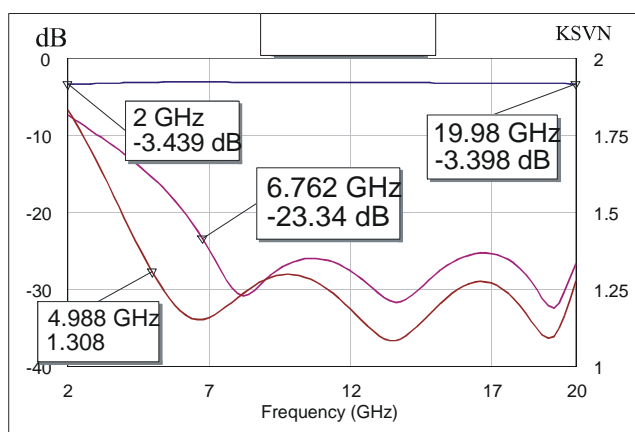
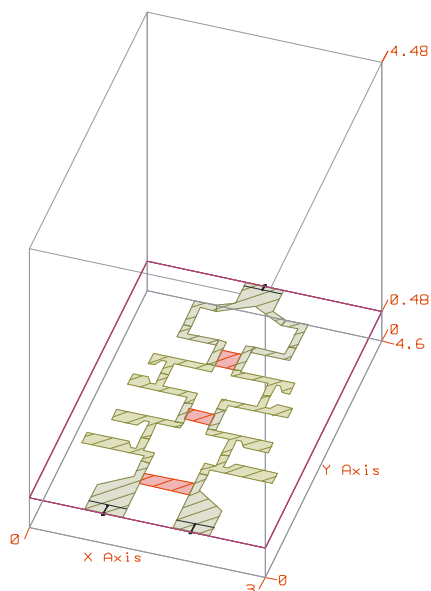


Рис. 5. Электродинамическая модель.

Рис. 6. Частотные характеристики делителя 1x2.

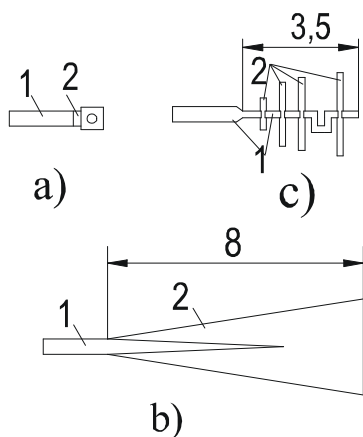


Рис. 7. Топологии нагрузок.

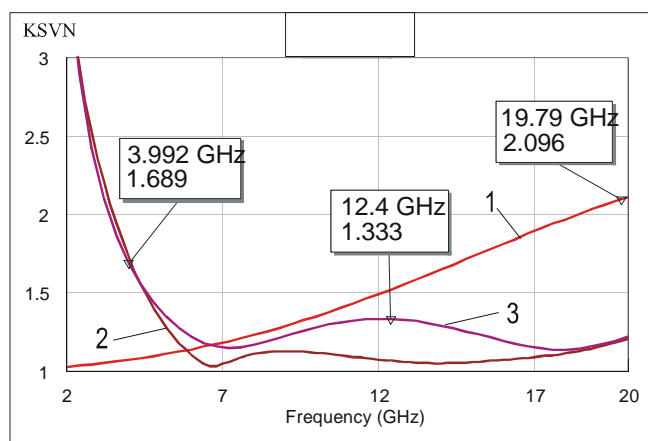
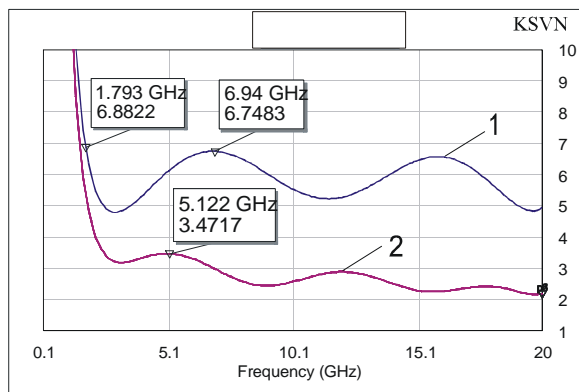
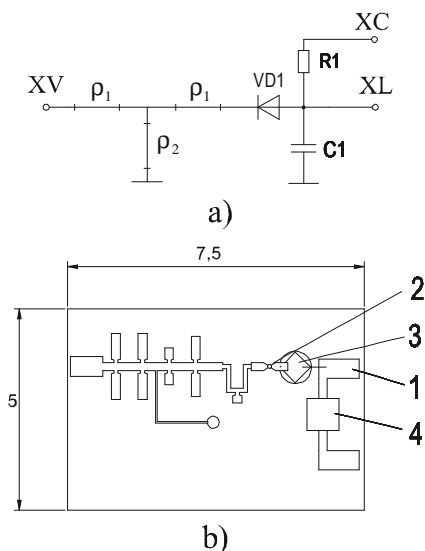


Рис. 8. Частотные характеристики нагрузок.



На рис. 7 приведены топологии согласованных нагрузок, где: 1 – полосковые проводники, 2 – резистивные пленки.

В нагрузке на рис. 7а вывод прямоугольного резистора замкнут на землю металлизированным отверстием. На рис. 7б нагрузка выполнена в виде распределенной структуры с резистивной пленкой треугольной формы. На рис. 7с нагрузка выполнена в виде неперриодической структуры с разомкнутыми шлейфами. Шлейфы выполняются из резистивной пленки и соединяются проводниками. На рис. 8 приведены характеристики нагрузок. КСВН первой нагрузки (кривая 1) из-за индуктивности замыкания с ростом частоты ухудшается. Две другие (соответственно, кривые 2 и 3) имеют подобные характеристики, но последняя более чем в два раза короче.



**Рис. 9.** Схема и топология ДУ. **Рис. 10.** КСВН ДУ: 1-до и 2-после оптимизации.

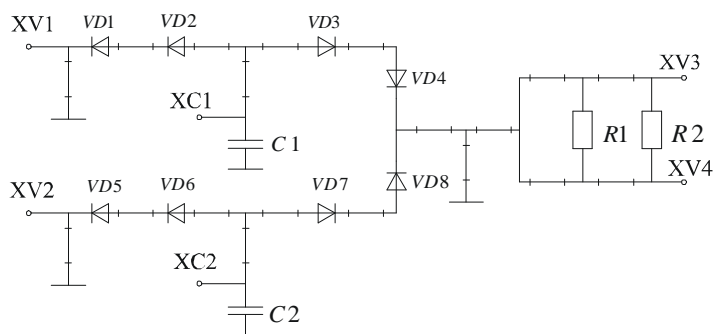
На рис. 9а приведена схема нелинейного детектирующего устройства (ДУ). В ДУ необходимо согласовать реактивную проводимость шлейфа, замыкающего ток смещения через диод на землю, комплексное сопротивление диода и индуктивности его выводов, а также емкостную неоднородность конденсатора С1. Для обеспечения согласования различных типов комплексных сопротивлений, в схеме ДУ совмещены широкополосные структуры как с короткозамкнутыми, так и с разомкнутыми шлейфами. Топология ДУ после параметри-

ческой оптимизации, приведена на рис. 9б, где: 1 –полосковые проводники, 2 – диод VD1, 3 –конденсатор C1, 4 –резистор R1.

Частотные характеристики КСВН входа ВЧ до и после параметрической оптимизации приведены на рис. 10 (кривые 1 и 2, соответственно). Совмещение широкополосных структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами в схеме ДУ увеличило число параметров для последующей параметрической оптимизации и позволило значительно уменьшить КСВН входа ДУ в полосе от 2 до 20 ГГц.

Шлейфные четырехполюсники могут быть использованы в качестве широкополосных согласующих структур и в других нелинейных устройствах таких как, смесители и умножители частоты, а также в усилителях мощности.

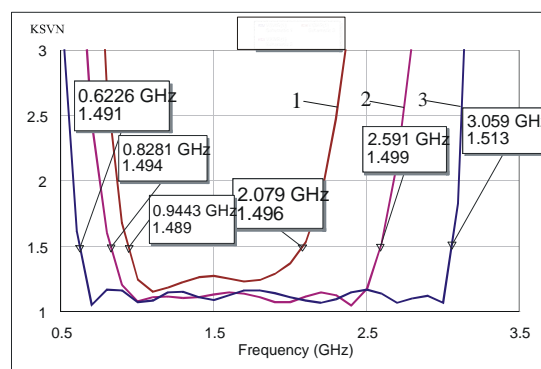
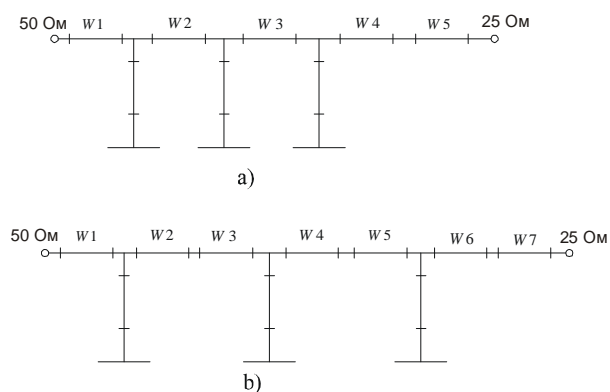
На рис. 11 приведена схема устройства, состоящего из диодного переключателя и делителя мощности. Высокочастотный сигнал, поступающий на один из входов (XV1 или XV2) подключается р-і-п диодным переключателем к общей линии и, далее, через делитель мощности разветвляется на выходы (XV3 и XV4).



**Рис. 11.** Схема переключателя и делителя мощности.

Переключатель выполнен по схеме с последовательным включением диодов в 50-омную линию передачи. Открывание одного из каналов осуществляется подачей управляющего напряжения положительной полярности на низкочастотный вход того канала, который необходимо открыть (XC1 или XC2). Ток управления через четвертьволновые, короткозамкнутые по СВЧ сигналу конденсаторами C1 и C2 на корпус, открывает соответствующие диоды и замыкается крайними четвертьволновыми шлейфами. Делитель выполнен на основе

двухступенчатого перехода, согласующего входную 50-омную линию с суммарным сопротивлением выходных линий, равным 25 Ом. Эквивалентная схема устройства при одном открытом канале переключателя, без учета емкостей  $C_i$  и сопротивлений  $r_+$  и  $r_-$  диодов, приведена на рис. 12а (вариант 1). Волновое сопротивление отрезков линий W1, W2 и W3 равно 50 Ом, отрезки W4 и W5 образуют двухступенчатый переход. Частотная характеристика КСВН такого устройства приведена на рис. 13 (кривая 1), коэффициент перекрытия по диапазону частот равен 2 для уровня КСВН не более 1,5.



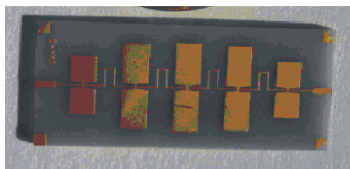
**Рис. 12.** Эквивалентные схемы переключателя и делителя мощности.

**Рис. 13.** Характеристики переключателя и делителя мощности.

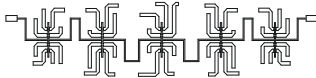
Для расширения частотного диапазона, рассматриваемого устройства, заменим обычные четвертьволновые шлейфы в переключателе каскадными структурами, состоящими из четырехполюсников рис. 1b (вариант 2) и из четырехполюсников рис. 1a (вариант 3). Эквивалентная схема варианта 2 будет соответствовать рис 12а, варианта 3 – рис. 12б. Длины всех последовательных отрезков линий передачи W1...W5 в варианте 2 и W1...W7 в варианте 3 будут равны  $\lambda/4$ . Волновые сопротивления этих отрезков будем рассчитывать как многоступенчатые трансформаторы, с одной стороны, согласующие входное 50-омное волновое сопротивление с выходным 25-омным. а с другой стороны, чтобы они компенсировали реактивности короткозамкнутых шлейфов. Частотные характеристики КСВН вариантов 2 и 3 приведены на рис. 5 (кривые 2 и 3,

соответственно). Коэффициент перекрытия по диапазону частот в варианте 2 увеличился до 3, а в варианте 3 до 5. Далее все последовательные отрезки линий можно заменить каскадными структурами с разомкнутыми шлейфами (рис. 1с и 1d), что уменьшит габариты. Приведенные выше примеры (варианты 2 и 3) показывают, как в единую широкополосную согласующую структуру могут быть совмещены многоступенчатый переход, диодный переключатель, делитель мощности, а также каскадные структуры с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами.

Рассмотрим возможность применения метода структурного синтеза с использованием широкополосных согласующих структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами в различных типах фильтров СВЧ. На рис. 14а изображен классический микрополосковый ФНЧ, а рис. 14б фильтр в котором, разомкнутые шлейфы с низким волновым сопротивлением выполнены в виде неперриодических структур с каскадным соединением Т - образных разомкнутых шлейфов.



а)



б)

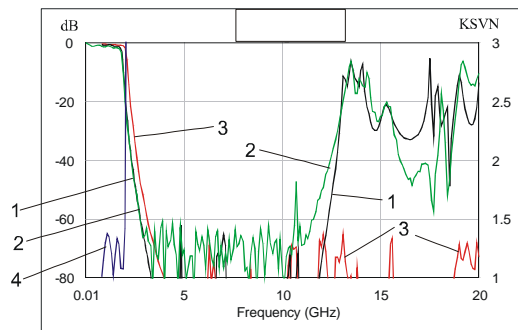
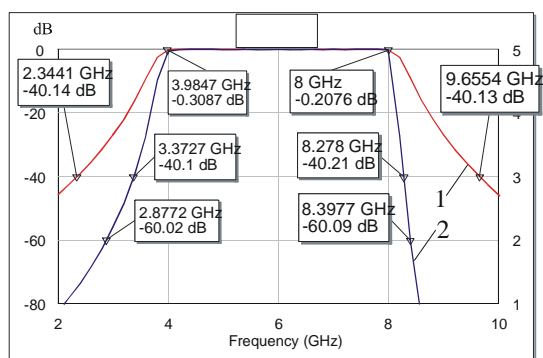


Рис. 14. Фильтры нижних частот.

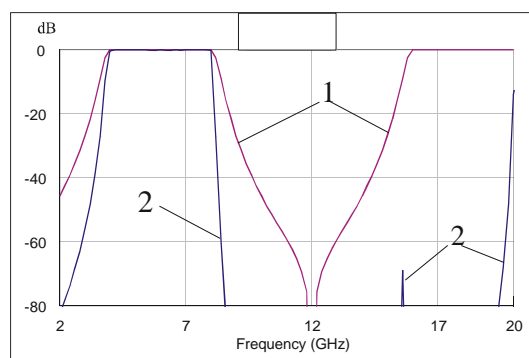
Рис. 15. Частотные характеристики ФНЧ.

На рис. 15 приведены расчетная (кривая 1) и экспериментальная (кривая 2) характеристики ослабления фильтра, изображенного на рис. 14а. Фильтр имеет паразитную полосу пропускания выше частоты 10 ГГц. Характеристики ослабления и КСВН фильтра (рис. 14б) приведены на рис. 15 (кривые 3 и 4). Получился ФНЧ с частотой среза 2 ГГц в котором, паразитная полоса пропускания подавлена ниже уровня  $-60$  дБ в полосе частот до 20 ГГц.

Синтезируем полосовой фильтр с чебышевской характеристикой, состоящий из 7 короткозамкнутых шлейфов с четвертьволновыми связями, его расчетная характеристика приведена на рис. 16 (кривая 1). На рис. 16 (кривая 2) приведена частотная характеристика ППФ с таким же числом короткозамкнутых шлейфов, синтезируемого путем каскадного соединения шести одинаковых комбинированных четырехполосников, схема которого изображена на рис. 1f.



**Рис. 16.** Частотные характеристики ППФ.



**Рис. 17.** Частотные характеристики ППФ в расширенном диапазоне.

Если для фильтра с чебышевской характеристикой коэффициент прямоугольности на уровне  $-40$  дБ равен 1,84, то для второго фильтра на уровне  $-40$  дБ равен 1,25, а на уровне  $-60$  дБ равен 1,4. На рис. 17 приведены частотные характеристики этих же фильтров, но в расширенном диапазоне частот. Как видно из рисунка, если первый фильтр имеет паразитную полосу пропускания, то во втором она подавлена почти до 20 ГГц.

Таким образом, структурный синтез СВЧ устройств с использованием широкополосных шлейфных четырехполосников, позволяет получать новые разнообразные схемотехнические решения, заданные амплитудно- и фазочастотные характеристики, расширять частотный диапазон, получать качественно новые частотные свойства, расширять функциональные возможности, уменьшать габариты.

## Литература

1. Петров И.А. Многоканальный переключатель / Авторское свидетельство № 881902 Н01Р 1/15.. Приоритет от 06.09.1976. Опубликовано 15.11.1981, бюллетень № 42.
2. Неганов В.А., Петров И.А. Основные принципы проектирования управляющих устройств СВЧ с полупроводниковыми приборами. // Тезисы докладов IV Всесоюзной научно-технической конференции «Математическое моделирование и САПР радиоэлектронных и вычислительных систем СВЧ и КВЧ на объемных интегральных схемах», Волгоград 1991.
3. Петров И.А. Управляющие устройства на полупроводниковых приборах с использованием широкополосных структур диапазона СВЧ // Труды X Международной научно-технической конференции. Радиолокация, навигация и связь. г. Воронеж. 13-15.апреля.2004.  
т. 3. С. 428-435.
4. Петров И.А. Применение квазисосредоточенных элементов в согласующих цепях и устройствах СВЧ // Космические информационно- управляющие системы: Сборник научных трудов/ Федеральное государственное унитарное предприятие «Ордена Трудового Красного Знамени Центральный научно-исследовательский институт «Комета». М., 2009. Вып. 3. С. 102-105.
5. Петров И.А. Широкополосные согласующие структуры и их применение в устройствах СВЧ. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 2. С. 52-57.
6. Петров И.А. Проектирование устройств СВЧ путем совмещения их с широкополосными согласующими структурами. Сборник научных трудов ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга. Под редакцией Б.С. Лобанова. М: ООО НИЦ «Инженер». 2011. Т.5, Ч.2. С. 34-61.
7. Неганов В.А., Петров И.А. Структурный синтез сверхширокополосных делителей мощности СВЧ. // Тезисы докладов и сообщений X Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов», 11-17 сентября 2011 г. Самара. С. 97-98.

8. Лобанов Б.С., Петров И.А. Делители мощности СВЧ с заданными фазо-частотными характеристиками. // Тезисы докладов и сообщений X Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов», Самара 2011 г. С. 98-100.

9. Петров И.А. Многоканальные СВЧ переключатели с полупроводниковыми элементами на основе широкополосных согласующих структур. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14 . № 4. С. 60-66.

10. Петров И.А. Фильтры СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14 . № 1. С. 51-56.

11. Петров И.А. Структурный синтез линейных и нелинейных СВЧ устройств с использованием широкополосных согласующих структур. // Кандидатская диссертация. Самара, 2011. - 133с. Поволжский государственный университет телекоммуникации и информатики. Научный руководитель д.ф.м.н., профессор В.А. Неганов, консультант, д.т.н. Б.С. Лобанов.

12. Петров И.А. Проектирование линейных и нелинейных устройств СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур. // Электронный журнал «Труды МАИ». М., 2012. <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php/>, № 52. 15с.

13. Петров И.А. Проектирование устройств СВЧ на основе широкополосных согласующих структур. // Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот. М., 2012. Т. XVII, вып. 1 (46). С. 91-101.

14. Неганов В.А., Петров И.А. Структурный синтез устройств СВЧ на основе теоремы о каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполосников. . // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15. № 3. С. 46-50.

15. Петров И.А. Совмещение структур разного функционального назначения в единую широкополосную согласующую структуру. Тезисы докладов и сообщений XI Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов». Екатеринбург, 2012. С. 103-105.