

УДК 621.372.832

Проектирование линейных и нелинейных устройств СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур

И.А. Петров

Аннотация: В статье рассматриваются примеры проектирования линейных и нелинейных устройств СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами. Структуры СВЧ устройств, синтезируемые классическими методами, совмещаются с периодическими широкополосными структурами, что позволяет значительно увеличить число параметров для последующего параметрического синтеза. В результате удается значительно увеличить число вариантов схмотехнического построения разрабатываемых СВЧ устройств, расширить их рабочий диапазон частот, уменьшить габариты, придать устройствам новые частотные свойства.

Ключевые слова: линейные устройства СВЧ; нелинейные устройства СВЧ; широкополосные согласующие структуры.

Основные параметры радиотехнических систем, использующие сигналы диапазона СВЧ для передачи и приема информации, во многом определяются параметрами устройств СВЧ, входящими в выходные и входные высокочастотные тракты. К таким системам, например, можно отнести системы радиомониторинга и радиопротиводействия, устанавливаемые на летательных аппаратах. Изначально, системы радиомониторинга и радиопротиводействия являются широкополосными и сверхширокополосными системами, что накладывает определенные требования к разрабатываемым устройствам СВЧ. Поиск новых принципов и методов проектирования устройств СВЧ, теоретическое обоснование этих принципов, разработка соответствующих схмотехнических решений построения устройств, позволяющих улучшить их частотные характеристики, расширить диапазон рабочих частот, 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.

Одним из перспективных направлений по совершенствованию СВЧ устройств при их проектировании, является применение метода структурного синтеза с использованием широкополосных согласующих структур. Суть метода структурного синтеза устройств СВЧ

1

заключается в том, что синтезируются широкополосные согласующие структуры с определенными частотными свойствами, которые могут быть использованы при проектировании того, или иного СВЧ устройства. Далее эти структуры совмещаются со структурой устройства, синтезируемым классическим способом, после чего проводится параметрическая оптимизация частотных характеристик полученной результирующей структуры. Такой подход может быть распространен не только на отдельные устройства СВЧ, но и на ряд устройств, объединенных в единый высокочастотный тракт.

Совмещение широкополосных согласующих структур со структурой СВЧ устройства или с рядом устройств, объединенных в высокочастотный тракт, позволяет: значительно увеличить число параметров для последующего параметрического синтеза, расширить рабочий диапазон частот, получить заданные амплитудно- и фазо-частотные характеристики, значительно увеличить число вариантов схемотехнического построения устройств, в ряде случаев, придать результирующей структуре новые частотные свойства и функциональные возможности, уменьшить габариты разрабатываемых устройств и высокочастотных трактов.

В качестве исходных структур, которые могут совмещаться со структурами разрабатываемых СВЧ устройств и высокочастотных трактов, могут быть использованы периодические структуры с широкополосными, короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами. На рис. 1 приведена структурная схема периодической структуры, состоящей из n последовательно соединенных одиночных симметричных реактивных четырехполюсников.

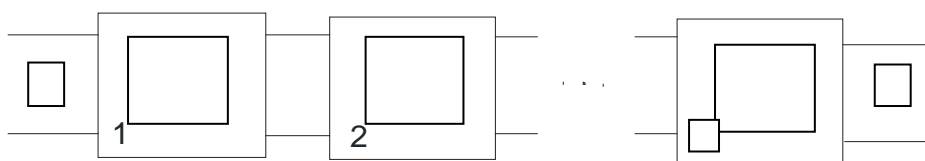


Рис. 1. Периодическая структура из n одинаковых четырехполюсников, где: $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$ -элементы классической матрицы передачи одиночного четырехполюсника, ρ_0 -волновое сопротивление подводящих линий.

Классическая матрица передачи такой структуры описывается выражением с полиномами Чебышева в гиперболической форме [1]:

$$[a]^n = \begin{bmatrix} chn(arcch(a_{11})) & a_{12} \frac{shn(arcch(a_{11}))}{\sqrt{1-a_{11}^2}} \\ a_{21} \frac{shn(arcch(a_{11}))}{\sqrt{1-a_{11}^2}} & chn(arcch(a_{11})) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Структура, изображенная на рис.1 в диапазоне частот будет иметь как полосы пропускания, так и полосы заграждения. В области заграждения функция рабочего затухания

2

имеет множители типа e^x , которые и будут, во многом, определять уровень затухания. На частоте f_w , изменяющейся от нижней до верхней частот полосы пропускания, для симметричных реактивных четырехполюсников элементы $a_{11}(f_w)$ и $a_{22}(f_w)$ являются действительными величинами, равны между собой и изменяются от минус 1 до 1, а элементы $a_{12}(f_w)$ и $a_{21}(f_w)$ являются мнимыми величинами. В результате, гиперболические функции принимают тригонометрический вид и матрицу (1) можно записать в следующем виде [2-4]:

$$[a]^n = \begin{bmatrix} T_n(a_{11}(f_w)) & a_{12}U_{n-1}(a_{11}(f_w)) \\ a_{21}(f_w)U_{n-1}(a_{11}(f_w)) & T_n(a_{11}(f_w)) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $T_n(a_{11}(f_w)) = \cos n(\arccos(a_{11}(f_w)))$ – полиномы Чебышева первого рода n -го порядка;

$U_{n-1}(a_{11}(f_w)) = \frac{\sin n(\arccos a_{11}(f_w))}{\sqrt{1-a_{11}^2(f_w)}}$ – полиномы Чебышева второго рода $(n-1)$ -го порядка,

Функция рабочего затухания, состоящая из n четырехполюсников, будет определяться выражением

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

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

Учитывая свойство полиномов Чебышева

$$T_n^2(a_{11}(f_w)) + (1 - a_{11}^2(f_w)) U_{n-1}^2(a_{11}(f_w)) = 1,$$

функцию рабочего затухания L_p^n можно записать в следующем виде:

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

или

$$L_p^n(f_w) = 1 + P(f_w) \cdot \Psi(n, a_{11}(f_w)), \quad (3)$$

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

$$P(f_w) = \frac{L_p(f_w) - 1}{1 - a_{11}^2(f_w)}, \quad (4)$$

3

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

- функция рабочего затухания одиночного четырехполюсника,

$$\Psi(n, a_{11}(f_w)) = \sin^2 n(\arccos a_{11}(f_w)). \quad (5)$$

Так как, элемент $a_{11}(f_w)$ является действительной величиной и изменяется от минус 1 до 1, то функция $\Psi(n, a_{11}(f_w))$ изменяется от 1 до 0. Следовательно, результирующая функция рабочего затухания $L_p^n(f_w)$ не превышает значений $1 + P(f_w)$. Функция $1 + P(f_w)$ является огибающей функции L_p^n . Так как функция $P(f_w)$ не зависит от числа включенных одиночных четырехполюсников n , то и результирующая функция рабочего затухания каскадного включения одинаковых четырехполюсников определяется, прежде всего, структурой одиночного четырехполюсника и параметрами его элементов.

В результате можно сформулировать следующую теорему: При каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников функция рабочего затухания результирующего четырехполюсника $L_p^n(f_w)$ в 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 четырехполюсника, f_w - рабочая частота в полосе пропускания четырехполюсника.

Рассмотрим две периодические структуры из n одиночных четырехполюсников. В первой структуре одиночный четырехполюсник состоит из двух последовательно соединенных четвертьволновых отрезков линий с волновым сопротивлением ρ_1 , между которыми включен четвертьволновый короткозамкнутый шлейф с волновым сопротивлением ρ_2 . Во второй структуре одиночный четырехполюсник состоит из двух последовательно соединенных отрезков линий с волновым сопротивлением $\rho_1 > \rho_0$ и длиной ℓ_1 , между которыми параллельно включен разомкнутый шлейф с волновым сопротивлением ρ_2 и длиной ℓ_2 .

Функция $P(f_w)$ для периодических структур определяется на основании выражения (4). Например, для структуры с короткозамкнутыми шлейфами данная функция равна:

$$P(f_w) = \frac{b_1 \cos^4 \beta_w + b_2 \cos^2 \beta_w + b_3}{b_4 \cos^4 \beta_w + b_5 \cos^2 \beta_w + b_6}, \text{ где}$$

4

$$b_1 = a_2^2 + a_3^2 - a_1^2 - 2a_2a_3, \quad b_2 = a_1^2 - 2a_2^2 + 2a_1 + 2a_2a_3, \quad b_3 = a_2^2 - 2a_1, \quad b_4 = a_1^2, \quad b_5 = -a_1^2 - 2a_1,$$

$$b_6 = 2a_1, \quad a_1 = 2 + \bar{\rho}_1 / \bar{\rho}_2, \quad a_2 = \bar{\rho}_1 + \bar{\rho}_1^2 / 2\bar{\rho}_2 + 1 / \bar{\rho}_1, \quad a_3 = -1 / 2\bar{\rho}_2, \quad \bar{\rho}_1 = \rho_1 / \rho_0, \quad \bar{\rho}_2 = \rho_2 / \rho_0.$$

На рис. 2 и рис. 3 приведены характеристики функций $-10\lg[1 + P(f_w)]$ и соответствующие значения КСВН для различных значений ρ_1 и ρ_2 в зависимости от частотного параметра $\beta = 2\pi\ell / \lambda$, соответственно, структуры с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами.

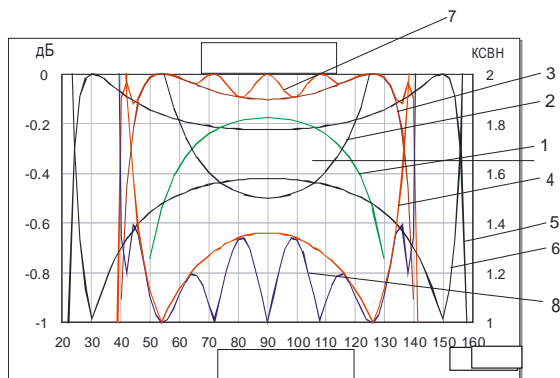


Рис. 2. Структура с короткозамкнутыми шлейфами.

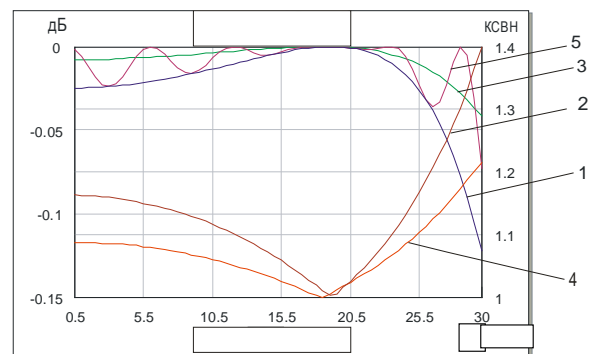


Рис. 3. Структура с разомкнутыми шлейфами.

На рис. 2 характеристики 1 и 2 соответствуют значениям $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 = 1$; 3 и 4 - $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 = 0,7$; 5 и 6 - $\bar{\rho}_1 = 0,7$ и $\bar{\rho}_2 = 3$. Коэффициент перекрытия по диапазону частот K_{Π} для характеристик 5 и 6 более 6. На рисунке (кривые 7 и 8) приводятся характеристики функции рабочего затухания L_p^n в дБ и соответствующих значений КСВН для четырех, последовательно соединенных четырехполюсников, которая носит пульсирующий характер и не превышает значений функции $1 + P(f_w)$. На рис. 3 характеристики 1 и 2 соответствуют $\bar{\rho}_1 = 1,6$, $\bar{\rho}_2 = 0,6$, $\ell_2 = 0,9\ell_1$; 3, 4 - $\bar{\rho}_1 = 1,4$, $\bar{\rho}_2 = 0,7$, $\ell_2 = 0,8\ell_1$; 5-функция L_p^n при $n = 10$.

Рассмотрим, как широкополосные периодические структуры с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами могут быть использованы при структурном синтезе СВЧ уст-

ройств. На рис. 4а приведен четвертьволновый трансформатор, применяемый для согласования активных сопротивлений, например, для согласования линий передачи с различными волновыми сопротивлениями.

5

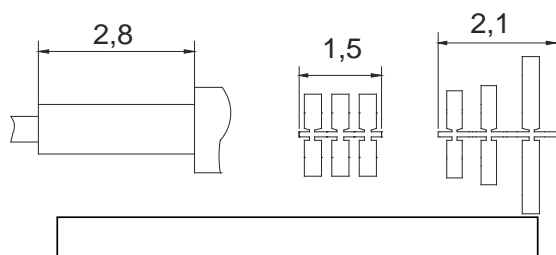


Рис. 4. Топологии трансформаторов.

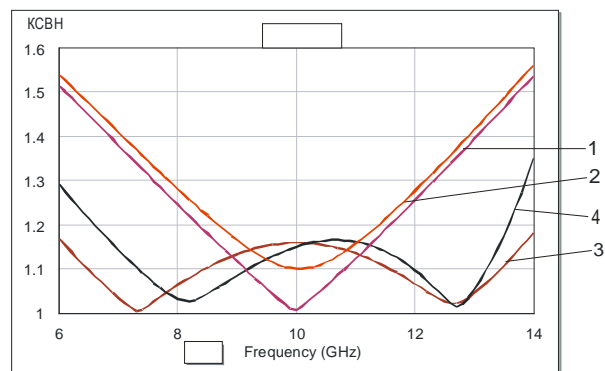


Рис. 5. КСВН трансформаторов.

Совместим структуру этого трансформатора с периодической структурой из разомкнутых шлейфов, рассчитав ее на соответствующее волновое сопротивление и электрическую длину четвертьволнового трансформатора. Топология четвертьволнового трансформатора с периодической структурой, состоящей из трех широкополосных разомкнутых шлейфов, приведена на рис. 4б. На рис. 5 приводятся характеристики КСВН обычного трансформатора (кривая 1) и трансформатора совмещенного с периодической структурой из разомкнутых шлейфов (кривая 2). Как видно, характеристики этих трансформаторов хорошо совпадают, но длина второго меньше. Совмещение структуру четвертьволнового трансформатора с периодической структурой из разомкнутых шлейфов позволило не только уменьшить габариты, но и значительно увеличило число элементов, по которым можно провести параметрическую оптимизацию. Изменяя длины элементов, составляющих трансформатор на рис. 4б, проведем параметрический синтез с целью расширения рабочего диапазона частот при заданном уровне коэффициента отражение. В результате получаем трансформатор с непериодической структурой из разомкнутых шлейфов (рис. 4в). Частотная характеристика такого трансформатора приведена на рис. 5 (кривая 4). Для сравнения, на рис. 5 (кривая 3) приведена характеристика двух ступенчатого перехода. Как видно, характеристика КСВН трансформатора с непериодической структуры приближается к характеристике двухступен-

чатого перехода, но при этом его длина не превышает длины четвертьволнового трансформатора.

Аналогично, используя метод структурного синтеза, могут быть выполнены делители и ответвители мощности [5, 6]. На рис. 7 приведены топологии делителей мощности, где: а) -классический однокольцевой, б) –однокольцевой, в котором отрезки линий кольца

6

совмещены с периодической структурой из разомкнутых шлейфов, в) –трех кольцевой, в котором отрезки линий заменены непериодическими структурами из разомкнутых шлейфов.

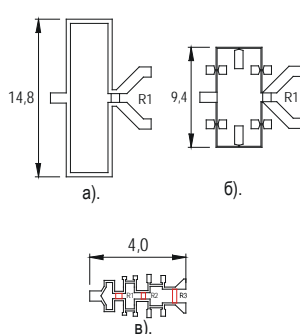


Рис. 6. Топологии ДМ.

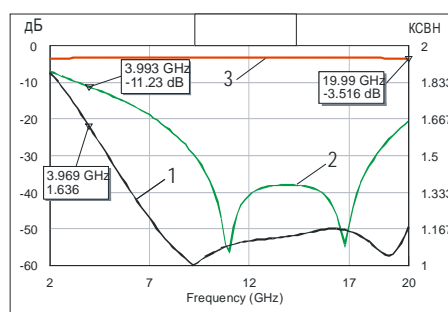


Рис. 7. Характеристики трех кольцевого ДМ.

Частотные характеристики делителей на рис.6а и рис.6б совпадают, но габариты последнего меньше. Частотные характеристики делителя, изображенного на рис. 6в, приведены на рис. 7, где: 1-КСВН входа, 2-развязка между выходами, 3-ослабление от входа до выходов. Ослабление трех кольцевого делителя от входа до выходов в диапазоне от 2 до 20 ГГц не превышает 3,5 дБ. КСВН входа от 7 до 20 ГГц менее 1,2 и увеличивается до 1,8 на частоте 2 ГГц. Применение в делителях периодических структур с разомкнутыми шлейфами позволяет уменьшить габариты, а непериодических –расширить рабочую полосу частот.

Широкополосные структуры могут использоваться не только для корректировки не только амплитудно-, но и фазо-частотных характеристик. Например, требуется разделить СВЧ сигнал на четыре канала таким образом, чтобы разность фаз между тремя каналами была близка к нулю, а четвертый канал относительно первых отличался по фазе на 90 градусов с минимальным допуском. На рис. 8 приведена топология такого делителя мощности (ДМ).

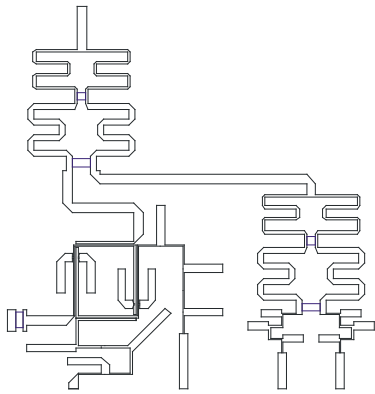


Рис. 8. Топология ДМ.

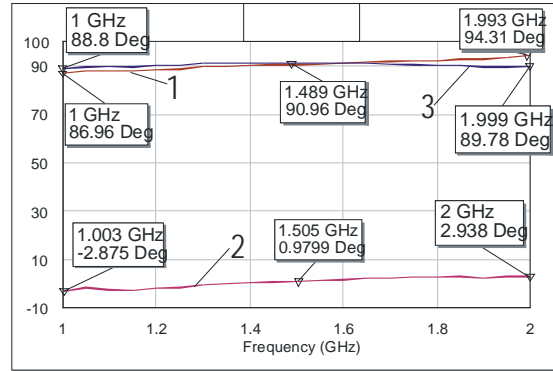


Рис. 9. Разности фаз между каналами.

7

Для получения постоянного фазового сдвига 90 градусов в широкой полосе рабочих частот используется 3 дБ тандемный ответвитель на связанных линиях. При проектировании ответвителя используется метод структурного синтеза, то есть, структура классического ответвителя мощности совмещена с неперiodическими структурой из разомкнутых шлейфов. Разности фаз первого и второго каналов делителя относительно третьего в диапазоне частот приведены рис. 9. Кривые 1 и 2 соответствуют условию, что выходы делителя выполнены из однородных линий передачи. Как видно фазовые характеристики имеют наклон, что объясняется различными фазо-частотными свойствами тандемного ответвителя и делителей мощности. Разность фаз в диапазоне рабочих частот для первого канала изменяется от 87 до 94 градусов, а второго от -2,9 до 2,9 градусов. Для выравнивания наклона фазовой характеристики к выходам подключены периодические структуры с разомкнутыми шлейфами. Входная проводимость разомкнутого шлейфа определяется выражением $Y_{BX} = itg\beta/\rho$, где β -частотный параметр, ρ -волновое сопротивление шлейфа. То есть, входная проводимость шлейфа имеет тангенсальную зависимость, следовательно, фазовая длина такой структуры будет иметь нелинейный характер, в отличие от однородного отрезка линии передачи. На рис. 9 (кривая 3) приведена характеристика разности фаз между первым и третьим каналами при наличии на выходах делителя периодических структур с разомкнутыми шлейфами. В этом случая разность фаз на нижней и верхней частотах рабочего диапазона менее 1 градуса.

На рис. 10а 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 $C1$. Для обеспечения согласования различ-

ных типов комплексных сопротивлений, в схеме ДУ совмещены широкополосные структуры как с короткозамкнутыми, так и с разомкнутыми шлейфами. Топология ДУ после параметрической оптимизации, приведена на рис. 6, где: 1 –полосковые проводники, 2 –диод $VD1$, 3 –конденсатор $C1$, 4 –резистор $R1$.

8

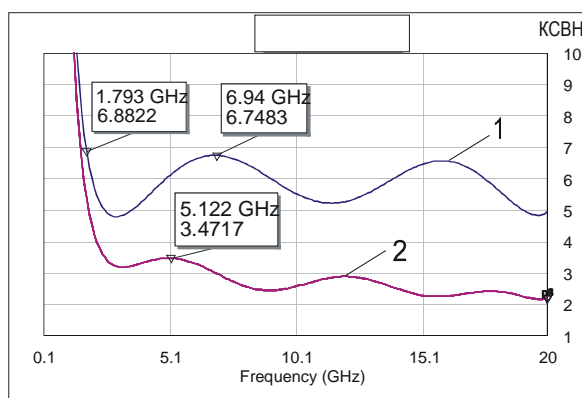
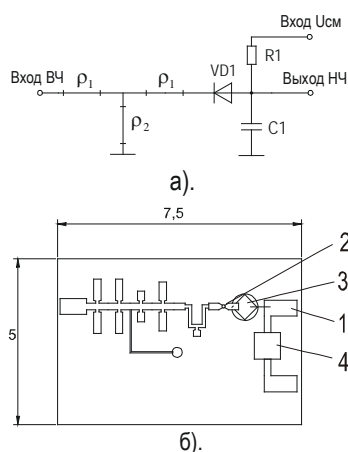


Рис. 10. Схема и топология ДУ. Рис. 11. КСВН ДУ: 1–до и 2–после оптимизации.

Частотные характеристики КСВН входа ВЧ до и после параметрической оптимизации приведены на рис. 11 (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.

На рис. 12 приведены топологии согласованных нагрузок, где: 1 –полосковые проводники, 2 –резистивные пленки.

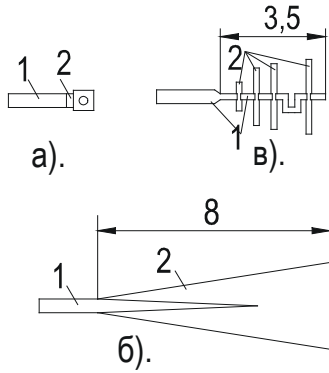


Рис. 12. Топологии нагрузок.

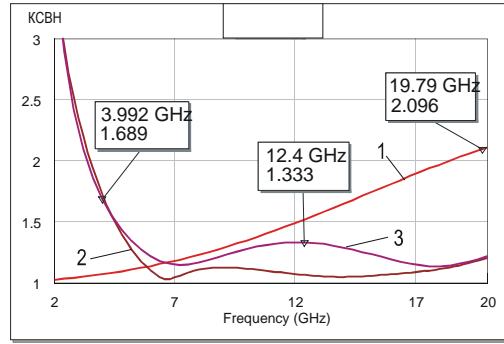


Рис. 13. Частотные характеристики нагрузок.

В нагрузке на рис. 12а вывод прямоугольного резистора замкнут на землю металлизированным отверстием. На рис. 12б нагрузка выполнена в виде распределенной структуры с резистивной пленкой треугольной формы. На рис. 12в нагрузка выполнена в виде неперодической структуры с разомкнутыми шлейфами. Шлейфы выполняются из резистивной пленки и соединяются проводниками. На рис. 13 приведены характеристики нагрузок. КСВН первой нагрузки из-за индуктивности замыкания с ростом частоты ухудшается. Две другие имеют подобные характеристики, но последняя, более чем в два раза короче.

9

Рассмотрим возможность применения широкополосных структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами в управляющих устройствах с бескорпусными переключающими элементами (БПЭ). На рис. 14 приведена эквивалентная схема четырехканального переключателя с последовательно-параллельным включением БПЭ в линию передачи при открытом канале «Вх.»-«Вых.1».

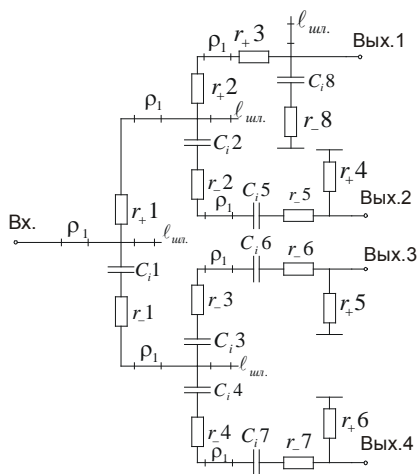


Рис. 14. Эквивалентная схема четырехканального переключателя.

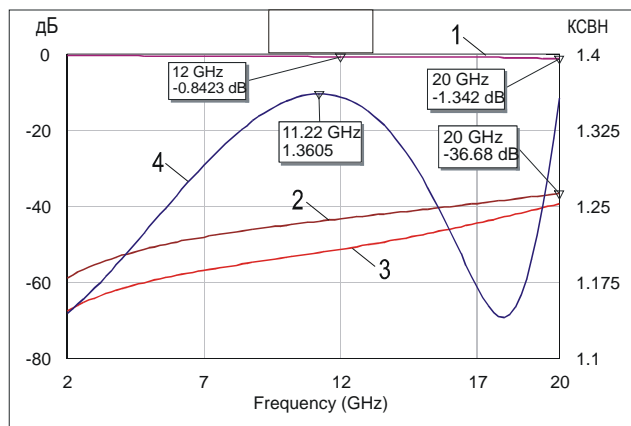


Рис. 15. Характеристики переключателя.

Линии передачи заменены структурами с разомкнутыми шлейфами. Все разветвления каналов переключателя выполняются в точках подключения разомкнутых шлейфов структуры, при этом, для каждого разветвления используется только один разомкнутый шлейф. Параллельные БПЭ включаются в точках подключения других разомкнутых шлейфов. Длины шлейфов, подключенных в точках разветвления каналов и параллельных БПЭ, уменьшаются таким образом, чтобы их суммарная емкость была равна емкости исходного шлейфа широкополосной структуры. Таким образом, данная схема переключателя обеспечивает компенсацию емкостных проводимостей закрытых каналов и параллельных БПЭ в открытом канале. Сопротивления r_+ соответствуют открытому состоянию БПЭ, сопротивления r_- и емкости C_i - закрытому состоянию БПЭ. На рис. 15 приведены частотные характеристики переключателя, где: 1-ослабление в открытом канале, 2 и 3 –ослабления в закрытых каналах (Вых.3, Вых.4), 4 –КСВН входа. Расчеты проводились для ПЭ с параметрами: $C_i = 0,12$ пФ, $r_- = r_+ = 2$ Ом. Несмотря на достаточно большую емкость полупроводниковой структуры БПЭ, переключатель имеет достаточно хорошие электрические параметры до частоты 20 ГГц.

10

На рис. 16 приведена эквивалентная схема четырехканального переключателя с параллельным включением БПЭ [7].

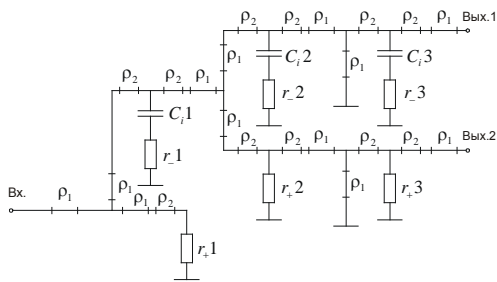


Рис. 16. Эквивалентная схема открытого канала переключателя.

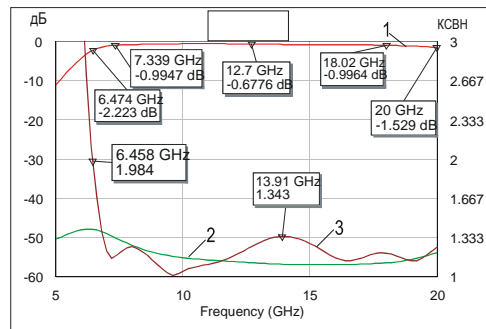


Рис. 17. Характеристики переключателя.

В данном переключателе, в качестве исходной, используется широкополосная согласующая структура с четвертьволновыми, короткозамкнутыми шлейфами при $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 < 0,8$ и $n = 3$ (см. рис. 2). Емкости C_i БПЭ в открытом канале компенсируются отрезками линий с волновым сопротивлением $\rho_2 > \rho_0$, образуя при этом Т-образные ФНЧ.

На рис. 17 приведены частотные характеристики переключателя, где: 1, 2-ослабление в открытом и закрытом каналах, 3 –КСВН. Расчеты проводились для ПЭ с параметрами: $C_i = 0,2$ пФ, $r_- = r_+ = 1,5$ Ом. Коэффициент перекрытия по диапазону рабочих частот переключателя $K_{\Pi} = 3$. На частотах от 7,3 до 18 ГГц ослабление в открытом канале менее 1 дБ, на частоте 20 ГГц –1,6 дБ, развязка более 50 дБ. Расчетный максимальный коэффициент $\eta_{\text{макс}}$ в центральной части рабочего диапазона равен 0,036, а на 20 ГГц –0,065. Максимально допустимая мощность рассеивания для диода 2A546A-5 равна 2 Вт, следовательно, мощность СВЧ сигнала, коммутируемая переключателем, равна 55 Вт в центре диапазона и 30 Вт на частоте 20 ГГц.

В конце 70-х и в начале 80-х годов по подобной схеме были разработаны ряд многоканальных переключателей, изготовлены опытные образцы и проведены испытания на уровень переключаемой мощности 50 Вт. На основе этих переключателей был разработан блок переключающей матрицы, имеющей 3 входа и 32 выхода, которая устанавливалась в передающем тракте станции радиопротиводействия.

Рассмотрим возможность применения метода структурного синтеза с использованием

11

широкополосных согласующих структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами в различных типах фильтров СВЧ [8]. На рис. 18а изображен классический микрополосковый ФНЧ, а рис. 18б фильтр, в котором, разомкнутые шлейфы с низким волновым сопротивлением заменены непериодическими структурами с разомкнутыми шлейфами.

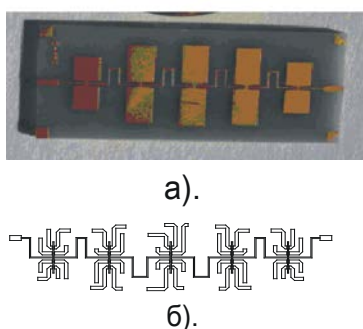


Рис. 18. Фильтры нижних частот.

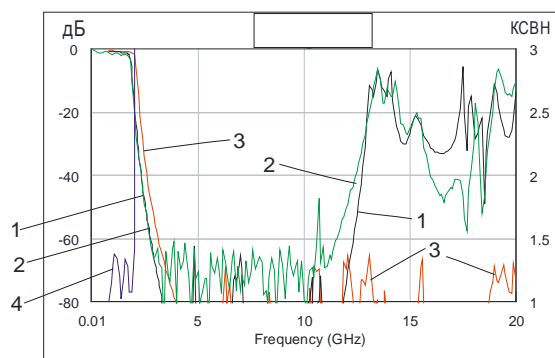


Рис. 19. Частотные характеристики ФНЧ.

На рис. 19 приведены расчетная (кривая 1) и экспериментальная (кривая 2) характеристики фильтра, изображенного на рис. 18а. Фильтр имеет паразитную полосу пропускания выше 10 ГГц. Характеристики ослабления и КСВН фильтра (рис. 18б) приведены на

рис. 19 (кривые 3 и 4). Получился ФНЧ с частотой среза 2 ГГц и подавлением паразитной полосы пропускания ниже -60 дБ до частоты 20 ГГц.

На рис. 20 приведены топологии ППФ с короткозамкнутыми четвертьволновыми шлейфами, где: а) – классический, б) – последовательные отрезки линий заменены неперической структурой с разомкнутыми шлейфами.

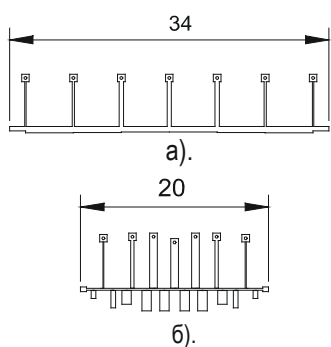


Рис. 20. ППФ с четвертьволновыми шлейфами.

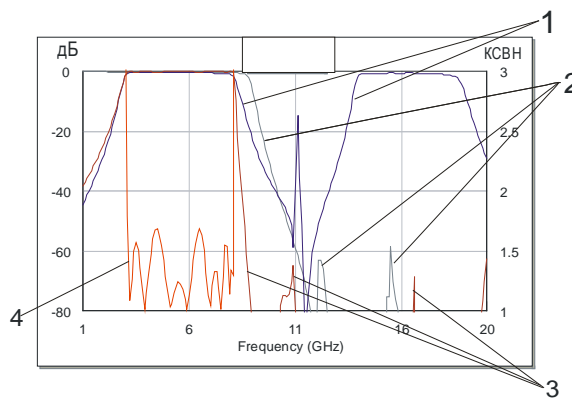


Рис. 21. Характеристики ППФ с четвертьволновыми шлейфами.

На рис. 21 приведены характеристики ППФ: 1 –ослабления классического, 3, 4 –ослабление и КСВН, совмещенного с неперической структурой с разомкнутыми шлейфами. В первом фильтре имеется паразитная полоса, во втором- паразитная полоса подавлена ниже уровня -60 дБ, кроме того верхний склон АЧХ при переходе к полосе заграждения значительно круче.

На рис. 22 приведены узкополосные ППФ на шпилечных резонаторах, короткозамкнутых с одного конца и разомкнутых с другого. Во втором фильтре (рис. 19б) резонаторы совмещены с неперическими структурами из разомкнутых шлейфов.

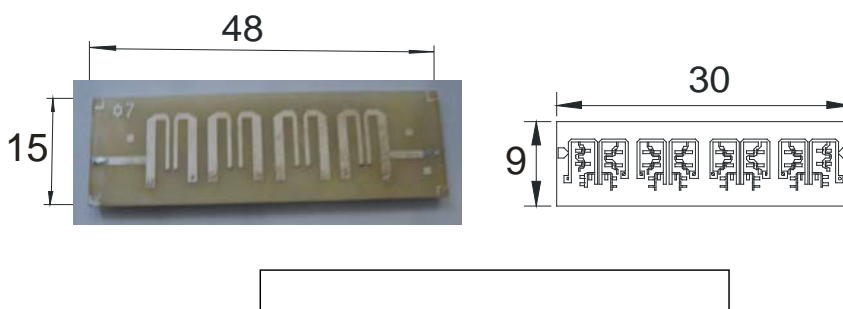


Рис. 22. Узкополосные ППФ на шпилечных резонаторах.

На рис. 23 приведены частотные характеристики узкополосных ППФ на шпилечных резонаторах, где: 1, 2-расчетное и экспериментальное ослабление фильтра, изображенного на рис. 22а, 4,5-ослабление и КСВН фильтра, изображенного на рис. 22б.

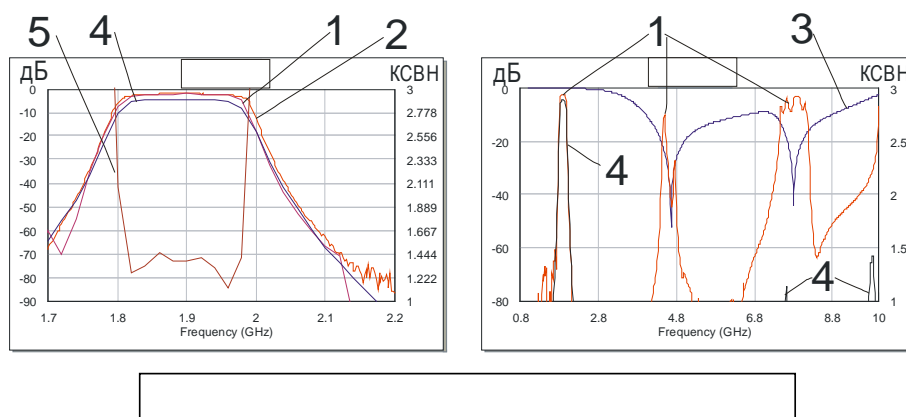


Рис. 23. Характеристики ППФ на шпилечных резонаторах.

Первый фильтр имеет три паразитные полосы пропускания, во втором они подавлены ниже уровня -60 дБ.

Рассмотрим широко известный фильтр на связанных линиях с полуволновыми разомкнутыми резонаторами. Топология одного из вариантов такого фильтра приведена на рис. 24а.

13

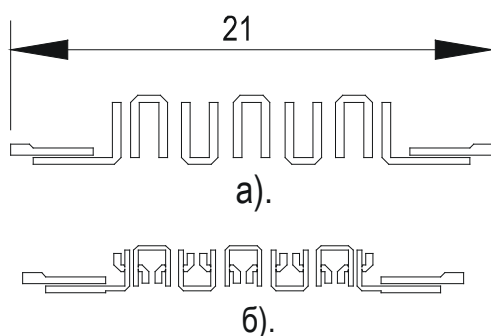


Рис. 24. Топологии фильтров с полуволновыми резонаторами.

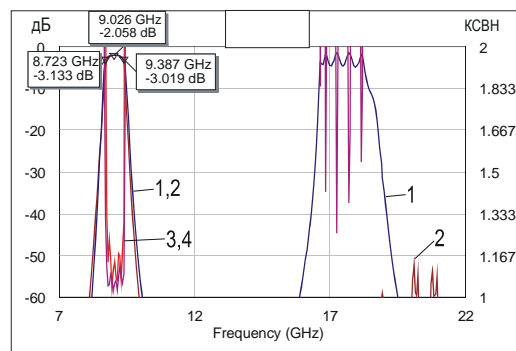


Рис. 25. Характеристики фильтров.

На рис. 24б приведена топология фильтра, в котором отрезки линий в области связи заменены широкополосной структурой из разомкнутых шлейфов. На рис. 25 приведены частотных характеристики ослабления фильтров (кривые 1 и 2, соответственно, рис. 24а и рис. 24б) и КСВН (кривые 3 и 4). Как видно из приведенных характеристик, классический фильтр с полуволновыми резонаторами имеет паразитную полосу пропускания на удвоен-

ной частоте полосы пропускания. У фильтра с широкополосными структурами из разомкнутых шлейфов имеются лишь отдельные выбросы ниже уровня минус 50 дБ в районе частоты 20 ГГц. Ослабление и КСВН в полосе пропускания обоих фильтров совпадают.

Таким образом, совмещение широкополосных согласующих структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами со структурами СВЧ устройств, синтезируемых классическим способом, позволяет: значительно увеличить число параметров для последующего параметрического синтеза, расширить рабочий диапазон частот, получить заданные амплитудно- и фазо-частотные характеристики, значительно увеличить число вариантов схемотехнического построения устройств, в ряде случаев, придать результирующей структуре новые частотные свойства и функциональные возможности, уменьшить габариты разрабатываемых устройств и высокочастотных трактов.

Библиографический список:

1.. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ (второе издание). - М.: Связь, 1971г. – 388с.

2. 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

14

2004. т. 3. С. 428-435.

3. 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.

4. 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.

5. 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.

6. 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», 11-17 сентября 2011 г. Самара.

7. Петров И.А. Многоканальный переключатель / Авторское свидетельство № 881902 Н01Р 1/15.. Приоритет от 06.09.1976. Опубликовано 15.11.1981, бюллетень № 42.

8. Петров И.А. Фильтры СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14 . № 1. С. 51-56. 11-17 сентября 2011 г. Самара.

Сведения об авторе

ПЕТРОВ Игорь Александрович,
начальник сектора Федерального государственного унитарного предприятия «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И. Берга», тел.: 8(499)2639522, 89055919507; e-mail: petrov-sammos@yandex.ru