

УДК 621.372.832

ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА РЕАКТИВНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ НА ОСНОВЕ ШЛЕЙФНЫХ СТРУКТУР

И. А. Петров

ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

Статья получена 23 декабря 2013 г.

Аннотация. На основе теоремы о каскадном включении реактивных симметричных четырехполюсников проведен анализ частотных свойств шлейфных структур. Дана трактовка математической полосы пропускания реактивных симметричных четырехполюсников и ее отличие от физической полосы пропускания. На примере полосового фильтра с чебышевской характеристикой показано, что в физической полосе пропускания сложных четырехполюсников математическая полоса пропускания может иметь полосы заграждения, что приводит к увеличению уровня ослабления и коэффициента отражения при их каскадном включении.

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

Abstract. The analysis of frequency characteristics of shunting structures is carried out on the basis of the theorem about cascade connection of reactive symmetrical quadripoles. The Interpretation of mathematical passband is given for reactive symmetrical quadripoles and its change from physical passband is shown. By the example of the Chebyshev filter it is shown that in physical passband the complex quadripoles mathematical passband can have stopbands that brings to the increase of weakening level and reflection coefficient.

Keywords: theorem, microwave devices, broadband matching structures.

1. Теорема о каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников.

В работах [1-9] 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 методами, (так называемый, структурный синтез) позволяет: значительно увеличить число параметров для последующего параметрического синтеза, расширить рабочий диапазон частот, получить заданные амплитудно- и фазочастотные 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.

Расчет устройств СВЧ является достаточно сложной задачей даже в приближении к теории цепей и длинных линий. Более точные решения могут быть получены на электродинамическом уровне при решении уравнений Максвелла с соответствующими начальными и граничными условиями. Однако, в этом случае сложность решаемых задач возрастает в значительной степени. Упрощение расчетов возможно, если выявлены общие закономерности структур, образующих устройства СВЧ и антенн. Теоремы позволяют не только выявить общие закономерности при анализе и синтезе устройств, но и дать более четкое физическое представление о взаимодействии базовых элементов, составляющих сложную электрическую цепь.

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

Теорема: «При каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполосников функция рабочего затухания результирующего четырехполосника $L_p^n(f_w)$ 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 четырехполюсника, f_w - частота в математической полосе пропускания четырехполюсника».

Результирующая функция рабочего затухания каскадного соединения n четырехполюсников 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 четырехполюсника 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 четырехполюсника,

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

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 четырехполюсника лежит в пределах от -1 до 1, т.е. когда решение разностных уравнений цепочки четырехполюсников [10] необходимо искать в виде e^{im} . Таким образом, анализ частотных свойств реактивных симметричных четырехполюсников, а также широкополосных согласующих структур, получаемых при каскадном соединении подобных шлейфных четырехполюсников, будем проводить на основе изложенной выше теоремы.

2. Каскадные структуры с широкополосными короткозамкнутыми шлейфами.

Рассмотрим каскадные структуры, состоящие из четырехполюсников, представленных на рис. 1.

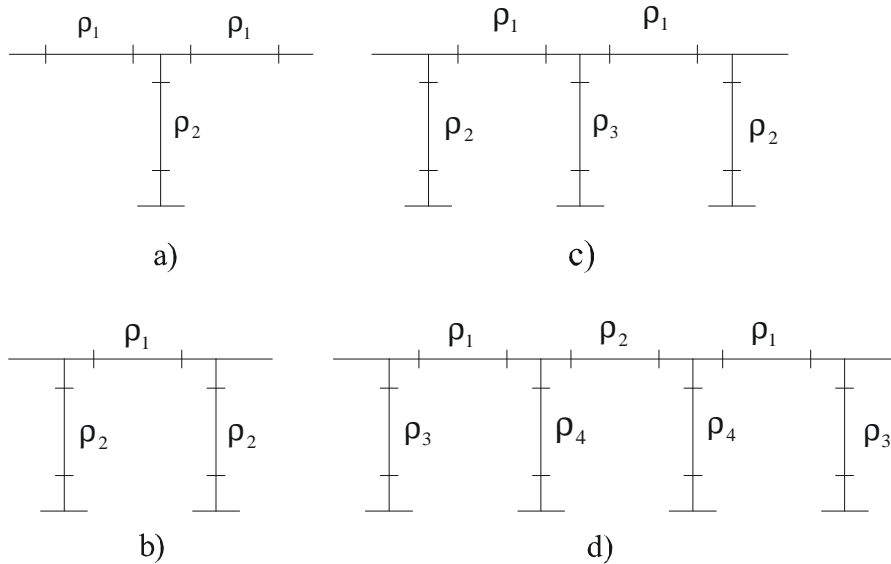


Рис. 1. Четырехполюсники с короткозамкнутыми шлейфами.

Первый четырехполюсник (рис. 1а) представляет собой последовательное соединение двух четвертьволновых отрезков линий с волновым сопротивлением ρ_1 , между которыми параллельно включен короткозамкнутый четвертьволновый шлейф с волновым сопротивлением ρ_2 . Элементы классической матрицы передачи такого четырехполюсника определяются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= a_{22} = (2 + \rho_1/\rho_2) \cos^2 \beta_w - 1; \\ a_{12} &= i(2\rho_1 + \rho_1^2/\rho_2) \cos \beta_w \cdot \sin \beta_w; \\ a_{21} &= i \left(\frac{2}{\rho_1} \cos \beta_w \cdot \sin \beta_w - \frac{\cos^3 \beta_w}{\rho_2 \sin \beta_w} \right); \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

На основании выражений (2) и (3) можно определить функцию $P(f_w)$, которая будет равна:

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

где

$$\left. \begin{aligned}
 b_1 &= a_2^2 + a_3^2 - a_1^2 - 2a_2a_3, \\
 b_2 &= a_1^2 - 2a_2^2 + 2a_1 + 2a_2a_3, \\
 b_3 &= a_2^2 - 2a_1, \\
 b_4 &= a_1^2, \\
 b_5 &= -a_1^2 - 2a_1, \\
 b_6 &= 2a_1, \\
 a_1 &= 2 + \bar{\rho}_1 / \bar{\rho}_2, \\
 a_2 &= \bar{\rho}_1 + \bar{\rho}_1^2 / 2\bar{\rho}_2 + 1 / \bar{\rho}_1, \\
 a_3 &= -1 / 2\bar{\rho}_2.
 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

На рис. 2 приведены характеристики функций $-10\lg[1+P(f_w)]$, выраженные в дБ, и соответствующие значения КСВН для различных значений $\bar{\rho}_1$ и $\bar{\rho}_2$ в зависимости от частотного параметра β_w .

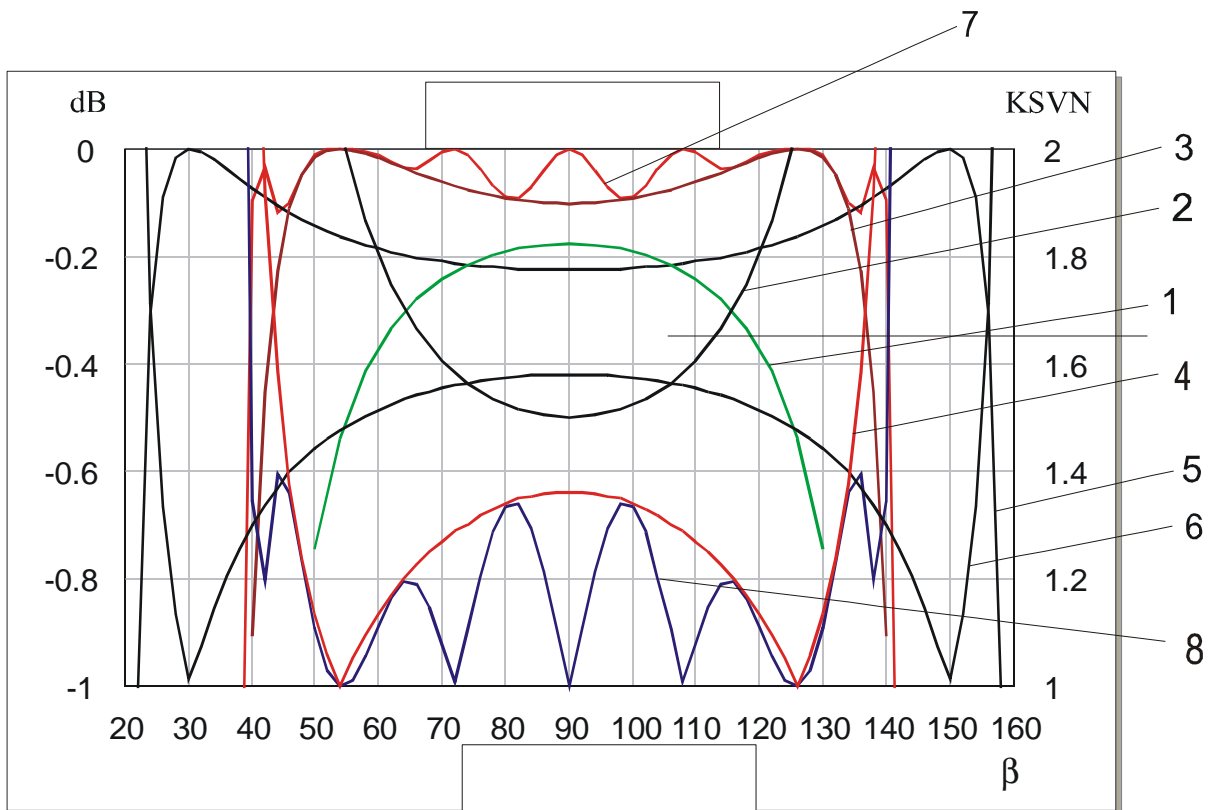


Рис. 2. Частотные характеристики функций $-10\lg[1+P(f_w)]$ и соответствующие значения КСВН.

При $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 = 1$ характеристики имеют куполообразный характер и одну экстремальную в точке $\beta = 90^\circ$. С уменьшением волновых сопротивлений $\bar{\rho}_1$ и $\bar{\rho}_2$ значения функции $-10\lg[1+P(f_w)]$ увеличиваются, характеристики расширяются и при $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 = 0,8165$ в точке $\beta = 90^\circ$ равны нулю. Дальнейшее уменьшение $\bar{\rho}_1$ и $\bar{\rho}_2$ приводит к появлению еще двух экстремальных точек, равных 0, расположенных симметрично относительно точки $\beta = 90^\circ$. На рис. 2 (кривые 3 и 4) приводятся характеристики для значений $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 = 0,7$. При $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 < 0,7$ коэффициент перекрытия по диапазону частот K_{Π} может быть равен 3 и более. На рис. 2 (кривые 7 и 8) приводятся характеристики функции рабочего затухания L_p^n в дБ и соответствующих значений КСВН для структуры, состоящей из четырех четырехполюсников при $\bar{\rho}_1 = \bar{\rho}_2 = 0,7$ и $n = 4$. Коэффициент перекрытия по диапазону частот значительно возрастает, если выполняется соотношение $\bar{\rho}_2 > \bar{\rho}_1$. На рис. 2 (кривые 5 и 6) приводятся характеристики функции $-[1+P(f_w)]$ и соответствующие значения КСВН для: $\bar{\rho}_1 = 0,7$ и $\bar{\rho}_2 = 3$, в этом случае $K_{\Pi} > 6$.

При разработке широкополосных и сверхширокополосных устройств СВЧ, с использованием рассматриваемой структуры, целесообразно, чтобы функция $P(f_w)$ имела три экстремальные точки, одну максимальную при $\beta = 90^\circ$ и две нулевые. Максимальное значение функции $P_{\max.} = b_3/b_6$, тогда принимая, что на границах полосы пропускания функция $P(f_w) = P_{\max.}$, можно определить коэффициент перекрытия по диапазону частот K_{Π} , который будет равен

$$K_{II} = \pi / \left(\arccos \sqrt{-B/A} \right) - 1 \text{ где,} \quad (6)$$

$$A = b_1 - b_3 b_4 / b_6, \quad B = b_2 - b_3 b_5 / b_6.$$

Значения $b_1 \dots b_6$ определены выражениями (5).

В табл. 1 приведены значения $-10Lg(1 + P_{\text{макс}})$, соответствующее значение КСВН и K_{II} для ряда значений $\bar{\rho}_1$ и $\bar{\rho}_2$.

Табл. 1. Расчетные значения КСВН и K_{II} для различных значений $\bar{\rho}_1$ и $\bar{\rho}_2$.

№ пп	$\bar{\rho}_1$	$\bar{\rho}_2$	$-10Lg(1 + P_{\text{макс}})$, дБ	КСВН	K_{II}
1	0,8	0,8	-0,0018	1,042	1,63
2	0,75	0,75	-0,31	1,185	2,41
3	0,7	0,7	-0,102	1,36	2,9
4	0,65	0,65	-0,224	1,58	3,24
5	0,6	0,6	-0,406	1,85	3,5
6	0,55	0,55	-0,66	2,2	3,68
7	0,5	0,5	-1	2,67	3,82
8	0,85	2	-0,019	1,14	3,12
9	0,8	2	-0,075	1,3	4,15
10	0,7	2	-0,327	1,74	5,64
11	0,6	2	-0,82	2,42	6,81
12	0,85	3	-0,04	1,21	4,35
13	0,8	3	-0,111	1,32	5,44
14	0,7	3	-0,39	1,83	7,1
15	0,6	3	-0,9	2,53	8,47

Одиночный Π - образный четырехполюсник (рис. 1б) представляет собой последовательный четвертьволновый отрезок линии передачи с волновым сопротивлением ρ_1 , по краям которого включены параллельные

короткозамкнутые четвертьволновые шлейфы с волновым сопротивлением ρ_2 . Элементы классической матрицы передачи такого одиночного четырехполосника будут равны

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= a_{22} = (1 + \rho_1/\rho_2) \cos \beta; \\ a_{12} &= i\rho_1 \cdot \sin \beta; \\ a_{21} &= i \left(\frac{1}{\rho_1} \sin \beta - (2/\rho_2 + \rho_1/\rho_2^2) \frac{\cos^2 \beta}{\sin \beta} \right); \\ \beta &= 2\pi l/\lambda. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Функция $P(f_w)$ и K_{II} такого четырехполосника могут быть определены на оснований (4) и (6), но при этом коэффициенты $b_1 \dots b_6$ будут равны

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= a_1^2 + a_3^2 - 4a_2^2 + 2a_1a_3, \\ b_2 &= 4 - 2a_1^2 + 4a_2^2 - 2a_1a_3, \\ b_3 &= a_1^2 - 4, \\ b_4 &= 4a_2^2, \\ b_5 &= -4(a_2^2 + 1), \\ b_6 &= 4, \\ a_1 &= \bar{\rho}_1 + 1/\bar{\rho}_1, \\ a_2 &= 1 + \bar{\rho}_1/\bar{\rho}_2, \\ a_3 &= 2/\bar{\rho}_2 + \bar{\rho}_1/\bar{\rho}_2^2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

На центральной частоте полосы пропускания $\cos \beta = 0$ и функция $P(f_w) = b_3/b_6 = \left((\bar{\rho}_1 + 1/\bar{\rho}_1)^2 - 4 \right) / 4$, т.е. зависит только от волнового сопротивления последовательного отрезка линии, включенного между шлейфами. Для $\rho_1 = \rho_0$ на центральной частоте функция $P(f_w) = 0$. При $\rho_1 > \rho_0$ значение функции $P(f_w)$ на центральной частоте увеличивается, частотная характеристика функции $P(f_w)$ имеет U – образный характер и этот случай не имеет практического интереса. При $\rho_1 < \rho_0$ значение функции $P(f_w)$ на

центральной частоте также увеличивается, но в частотной характеристике функции $P(f_w)$ слева и справа от центральной частоты появляются два нулевых минимума, полоса пропускания расширяется.

На рис. 3 (кривая 1) приведена частотная характеристика КСВН для соответствующих значений функции $1 + P(f_w)$ четырехполосника, изображенного на рис. 1б, при $\rho_1 = 40$ и $\rho_2 = 80$ Ом. Там же приведены частотные характеристики КСВН этого четырехполосника (кривая 2) и каскадного соединения 9 таких четырехполосников (кривая 3). Необходимо отметить, что при каскадном соединении подобных четырехполосников проводимости внутренних шлейфов в точках соединения будут складываться и их результирующее волновое сопротивление равно $\rho_2/2$.

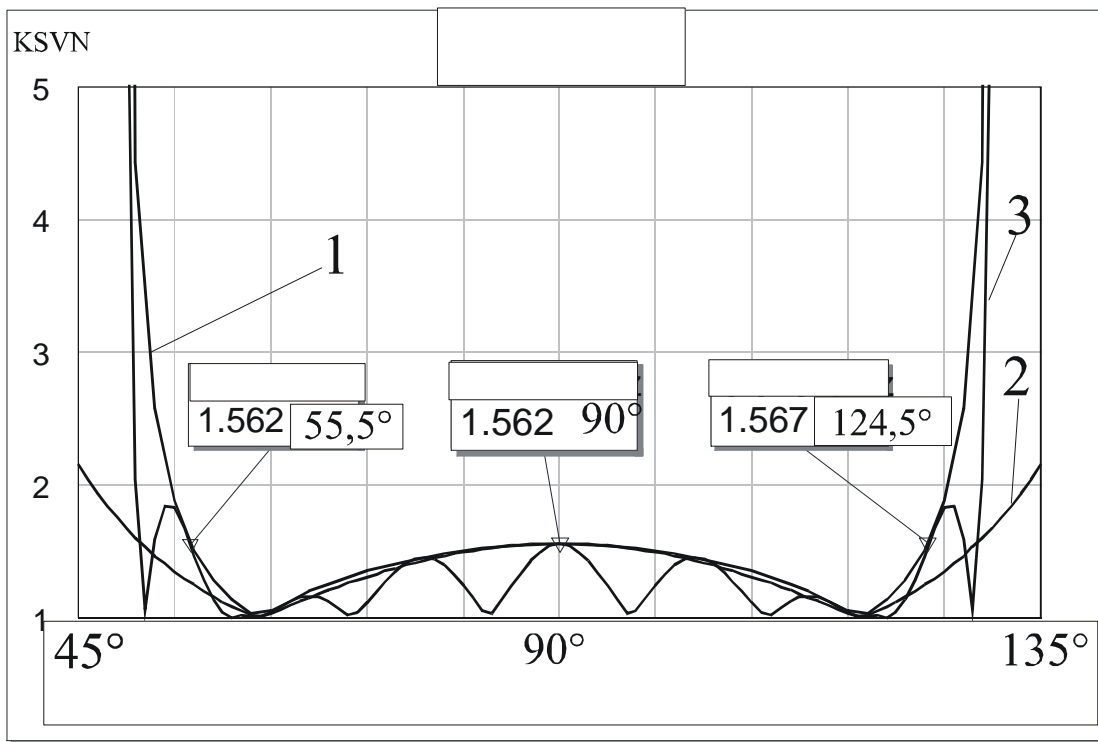


Рис. 3. Частотные характеристики КСВН П - четырехполосников.

Как видно из рис. 3, частотная характеристика функции $P(f_w)$ П - образного четырехполосника по виду подобна Т - образному четырехполоснику. В табл. 2 приведены значения $-10Lg(1 + P_{\text{макс}})$,

соответствующее значение КСВН и $K_{П}$ для ряда значений $\bar{\rho}_1$ и $\bar{\rho}_2$ П – образного четырехполосника.

Табл. 2. Расчетные значения КСВН и $K_{П}$ для различных значений $\bar{\rho}_1$ и $\bar{\rho}_2$.

№ пп	$\bar{\rho}_1$	$\bar{\rho}_2$	$-10Lg(1+P_{\max})$, дБ	КСВН	$K_{П}$
1	0,9	1,8	-0,0488	1,235	1,89
2	0,8	1,6	-0,214	1,56	2,24
3	0,7	1,4	-0,541	2,04	2,46
4	0,8	0,8	-0,214	1,56	1,72
5	0,8	2,0	-0,214	1,56	2,47
6	0,8	4,0	-0,214	1,56	3,41

Сравнивая результаты анализа Т – и П – образных четырехполосников (например, п. 2 табл. 1 и соответствующий по параметрам п. 4 табл. 2), можно сделать вывод, что коэффициент перекрытия полосы пропускания Т – образных четырехполосников примерно в 1,5 раза больше, чем П – образных четырехполосников. В данном сравнении учтено то, что максимуму функций $1+P(f_w)$ и соответствующие значения КСВН равны, а волновые сопротивления внутренних шлейфов (кроме крайних) каскадного соединения П – образных четырехполосников уменьшаются в 2 раза и будут равны волновому сопротивлению последовательных отрезков. Однако, при равенстве шлейфов, структуры с П – образными четырехполосниками имеют преимущество в том, что они имеют меньшую длину.

На рис. 1с приведен четырехполосник с тремя шлейфами. Его частотные характеристики и, в частности характеристики функции $P(f_w)$, будут подобны четырехполоснику на рис. 1б.

Рассмотрим более интересный случай, а именно четырехполосник с 4 шлейфами, изображенный на рис. 1d. Его волновые сопротивления $\rho_1 = 45,82$,

$\rho_2 = 48,43$, $\rho_3 = 54,26$ и $\rho_4 = 57,6$ Ом рассчитывались как полосовой фильтр с чебышевской характеристикой. Частотная характеристика такого фильтра имеет равномерную пульсацию в физической полосе пропускания и представлена на рис. 4 (кривая 1). Характеристики ослабления и КСВН каскадного соединения четырех таких четырехполюсников приведены на рис. 4 (кривые 2).

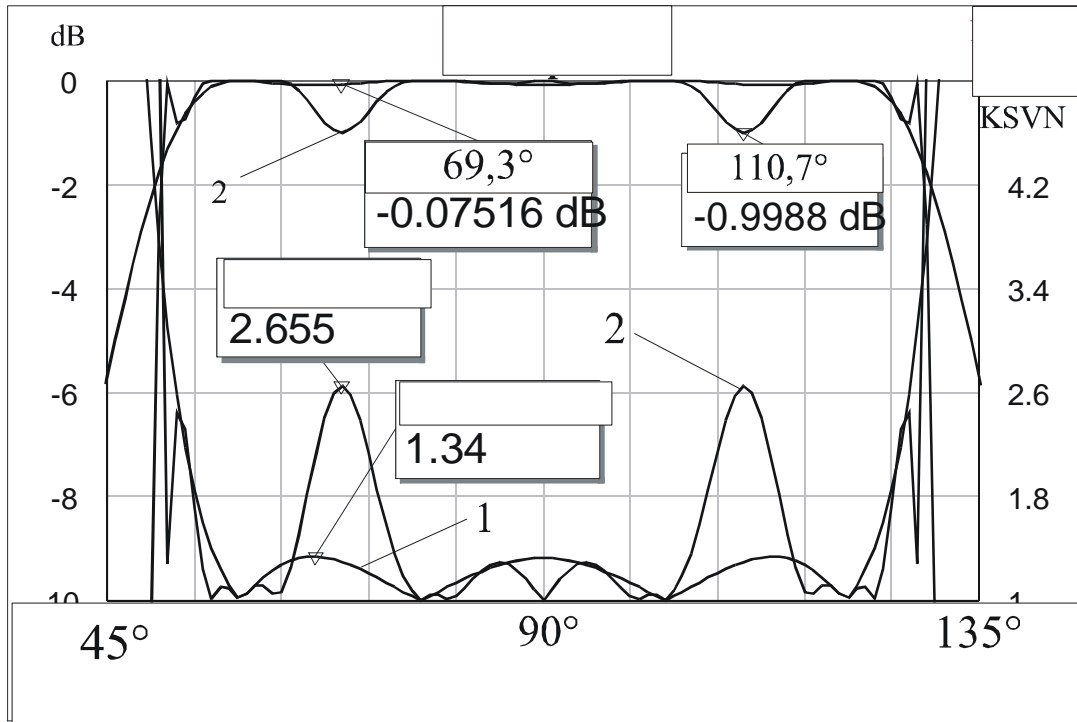


Рис. 4. Частотные характеристики 4-х шлейфного четырехполюсника.

Как видно, если для одиночного четырехполюсника, представленного на рис. 1г, ослабление не превышает 0,08 дБ и КСВН – 1,34, то для каскадного соединения четырех таких четырехполюсников, ослабление увеличилось до 1 дБ, а КСВН до 2,7. Для объяснения этого факта рассмотрим функцию $P(f_w)$, определяемую выражением (4). Функция рабочего затухания L_p не превышает значения 1,01 (ослабление 0,08 дБ), следовательно числитель функции $P(f_w)$ близок к 0. Определим, как ведет себя знаменатель.

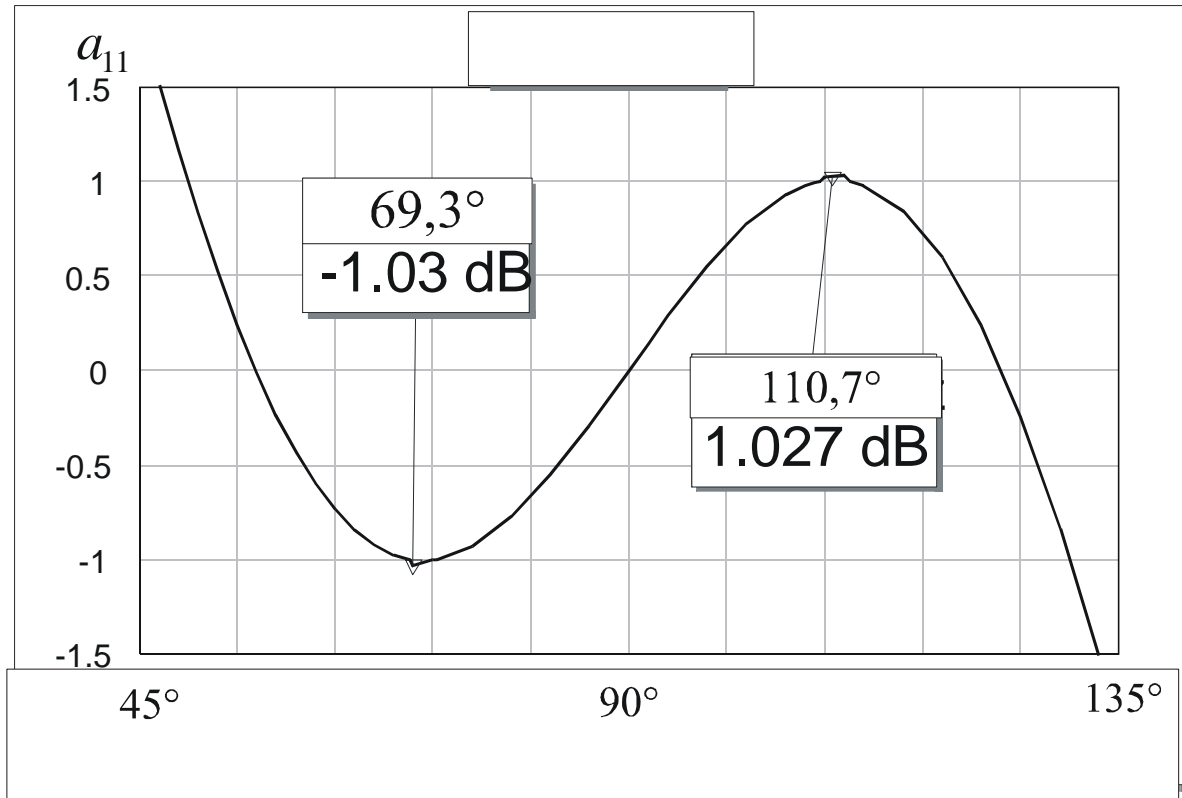


Рис. 5. Частотная зависимость элемента a_{11} .

Элемент a_{11} четырехполюсника на рис. 1d определяется следующим выражением

$$a_{11} = (C + D)\cos^3 \beta - D\cos \beta \quad (9)$$

где $C = 1 + \frac{2\rho_1 + \rho_2}{\rho_3} + \frac{2\rho_1 + \rho_2}{\rho_4} + \frac{2\rho_1\rho_2 + 2\rho_1^2}{\rho_3\rho_4} + \frac{\rho_1^2\rho_2}{\rho_3\rho_4^2} + \frac{\rho_1\rho_2}{\rho_4^2}$,

$$D = 1 + \frac{\rho_1}{\rho_2} + \frac{\rho_2}{\rho_1} + \frac{\rho_2}{\rho_3} + \frac{\rho_1^2}{\rho_2\rho_3}.$$

На рис. 5 приведена частотная зависимость элемента a_{11} , рассчитанная по формулам (9). Как видно из приведенной зависимости, элемент a_{11} по абсолютной величине в диапазоне частот принимает значения как больше, так и меньше 1.

Элемент a_{11} вблизи $\beta = 69,3^\circ$ (см. рис. 1.6) в двух точках принимает значение равное -1, следовательно знаменатель функции $P(f_w)$ равен 0, а сама

функция стремится к ∞ . Между этими точками $|a_{11}| > 1$, функция $P(f_w)$ не существует, т.е. имеет разрыв. Вблизи $\beta = 110,7^\circ$ функция $P(f_w)$ также имеет разрыв. Следовательно, данный четырехполюсник, рассчитанный как Чебышевский фильтр, в физической полосе пропускания имеет «скрытые» математические полосы заграждение, которые проявляются при каскадном соединении таких четырехполюсников. На рис. 6 приведена частотная характеристика функция $P(f_w)$.

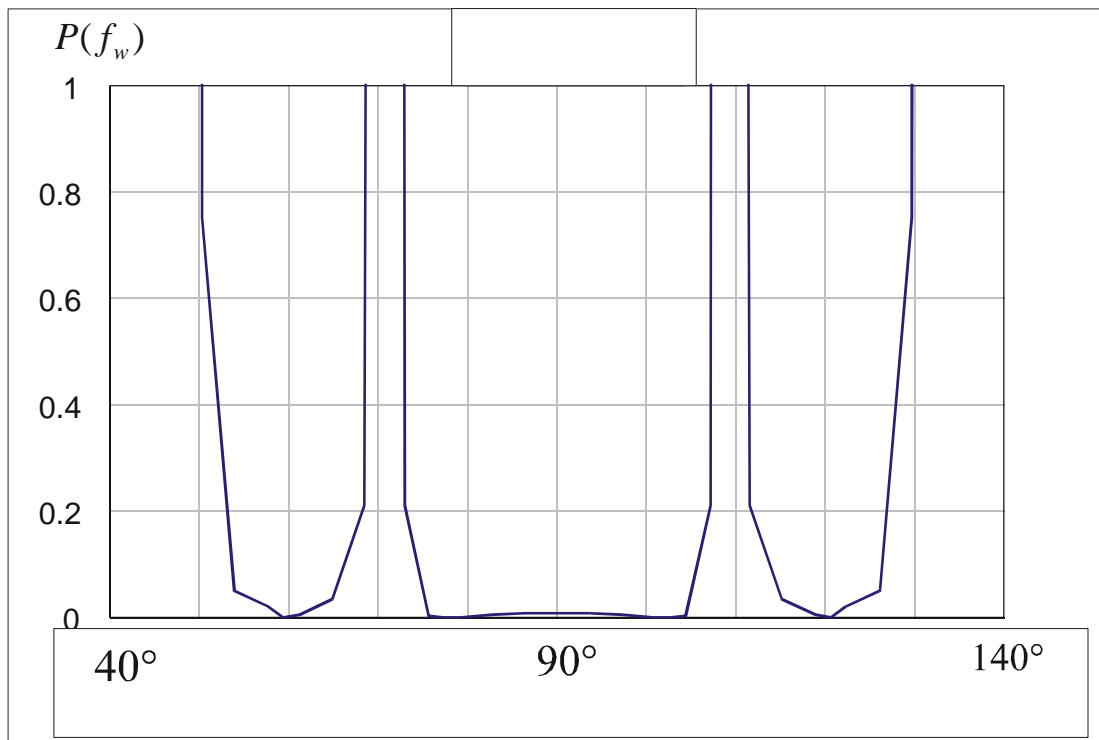


Рис. 6. Частотная характеристика функции $P(f_w)$ 4-х шлейфного четырехполюсника.

Естественно, изменяя волновые сопротивления $\rho_1 \dots \rho_4$, можно оптимизировать частотную характеристику с целью, чтобы функция $P(f_w)$ не имела разрывов, не превышала определенного значения, а элемент a_{11} одиночного четырехполюсника по абсолютной величине был менее 1 во всей физической полосе пропускания.

Четырехполосники, у которых в физической полосе пропускания функция $P(f_w)$ не имеет разрывов и не превышает определенного значения, а элемент $|a_{11}| < 1$, будем называть четырехполосниками с оптимизированной функцией $P(f_w)$.

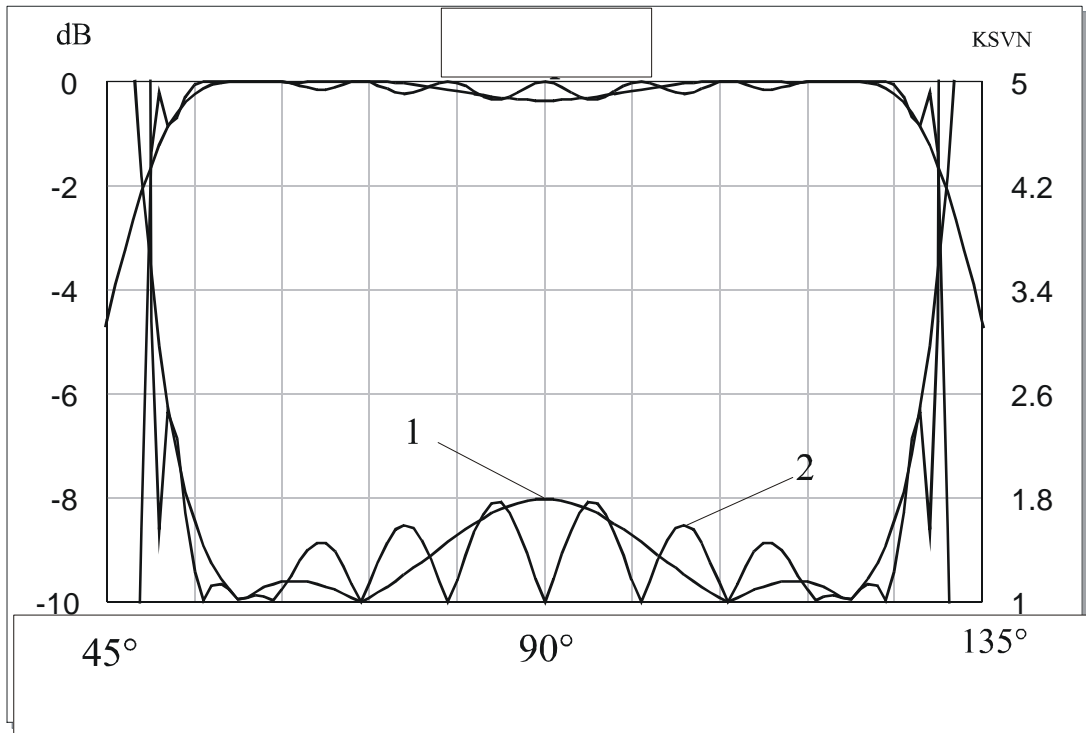


Рис. 7. Частотные характеристики 4-х шлейфного четырехполосника.

Характеристики ослабления и КСВН четырех шлейфного четырехполосника с оптимизированной функцией $P(f_w)$ и каскадного соединения четырех таких четырехполосников приведены на рис. 7 (кривые 1 и 2, соответственно). Волновые сопротивления четырех шлейфного четырехполосника после оптимизации имеют следующие значения: $\rho_1 = 42,2$, $\rho_2 = 48,6$, $\rho_3 = 58$ и $\rho_4 = 57$ Ом. Частотные характеристики имеют не равномерную пульсацию и максимальное их значение на центральной частоте.

Отметим, что при каскадном соединении любого числа одинаковых четырехполосников вида рис. 2а, 2б или 2с, результирующий четырехполосник будет иметь оптимизированную функцию $P(f_w)$.

3. Каскадные структуры с широкополосными разомкнутыми шлейфами.

Рассмотрим каскадную структуру с Т - образными широкополосными шлейфами. Одиночный четырехполюсник такой структуры представляет собой последовательное соединение двух 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 . Элементов классической матрицы передачи одиночного четырехполюсника равны:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= 1 - 2 \sin^2 \beta_{w1} - (\rho_1 / \rho_2) \sin \beta_{w1} \cos \beta_{w1} \operatorname{tg} \beta_{w2}; \\ a_{12} &= i \left[2 \rho_1 \sin \beta_{w1} \cos \beta_{w1} - (\rho_1^2 / \rho_2) \sin^2 \beta_{w1} \operatorname{tg} \beta_{w2} \right]; \\ a_{21} &= i \left[(2 / \rho_1) \sin \beta_{w1} \cos \beta_{w1} + (1 / \rho_2) \cos^2 \beta_{w1} \operatorname{tg} \beta_{w2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где, $\beta_{w1} = 2\pi\ell_1/\lambda_w$, $\beta_{w2} = 2\pi\ell_2/\lambda_w$ - частотные параметры.

Используя выражения (4), можно рассчитать функцию $P(f_w)$. На рис. 8 приведены характеристики функции $-[1 + P(f_w)]$ и соответствующие значения КСВН в зависимости от частотного параметра β_{w1} , а так же функция L_p^n при $n=10$.

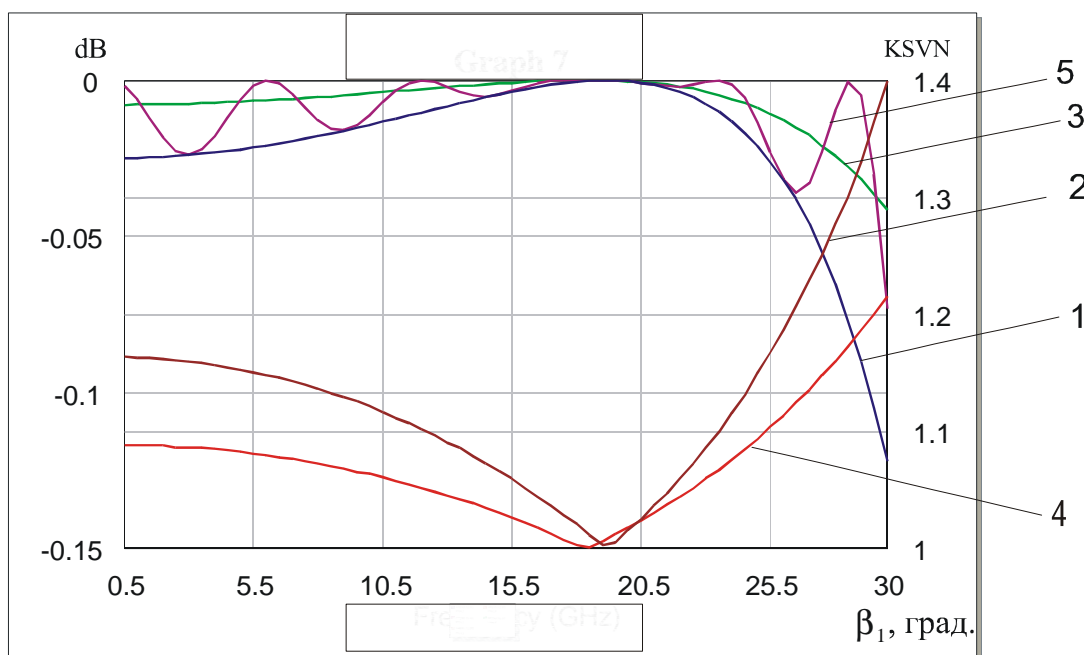


Рис. 8. Частотные характеристики функции $P(f_w)$.

Характеристики, приведенные на рис. 8 показывают, что электрическую длину отрезка линии ℓ_1 не следует выбирать более 25° для верхней частоты рабочего диапазона устройства. Варьируя параметрами ρ_1 , ℓ_1 , ρ_2 , ℓ_2 , можно получать структуры с любым максимальным значением коэффициента отражения в заданной полосе рабочих частот.

Одиночный четырехполюсник П - образной структуры представляет собой последовательный отрезок линии с волновым сопротивлением ρ_1 и электрической длиной β_1 , по краям которого параллельно включены разомкнутые шлейфы с волновым сопротивлением ρ_2 и электрической длиной β_2 . Элементы классической матрицы передачи можно определить на основании следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= \cos \beta_{w1} - (\rho_1/\rho_2) \sin \beta_{w1} \operatorname{tg} \beta_{w2}; \\ a_{12} &= i \rho_1 \sin \beta_{w1}; \\ a_{21} &= i \left[(1/\rho_1) \cos \beta_{w1} \operatorname{tg} \beta_{w2} - (\rho_1/\rho_2) \sin \beta_{w1} \operatorname{tg}^2 \beta_{w2} + (1/\rho_1) \sin \beta_{w1} + (1/\rho_2) \cos \beta_{w1} \operatorname{tg} \beta_{w2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

На основании выражений (4) можно найти функцию $P(f_w)$, и определить частотные свойства каскадного соединения подобных четырехполюсников.

На рис. 9 приведены частотные характеристики КСВН Т – и П – образных одиночных четырехполюсников, а также их каскадного соединения. На рис. 10 приведены характеристики разности фаз Т – и П – образных одиночных четырехполюсников относительно фазовой длины отрезка регулярной линии передачи. По оси абсцисс отложена электрическая длина регулярной линии, изменяющаяся пропорционально частоте. Параметры элементов одиночных четырехполюсников следующие: для Т – образного - $\rho_1 = 80$ и $\rho_2 = 50$ Ом, $\ell_1 = 12,2^\circ$ и $\ell_2 = 16,7^\circ$ на частоте 5 ГГц; для П– образного $\rho_1 = 80$ и $\rho_2 = 50$ Ом, $\ell_1 = 20^\circ$ и $\ell_2 = 13,2^\circ$ на частоте 5 ГГц.

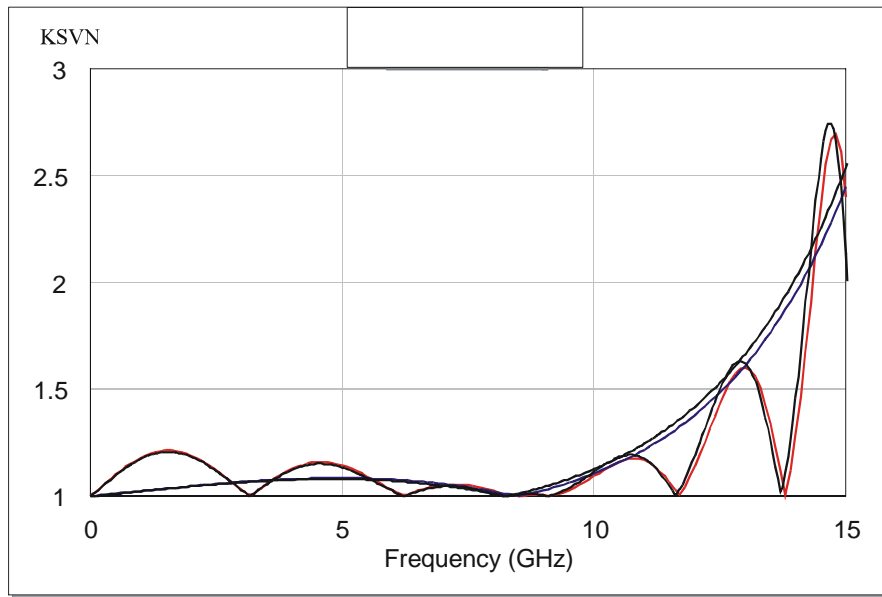


Рис. 9. Частотные характеристики Т – и П – образных четырехполюсников.

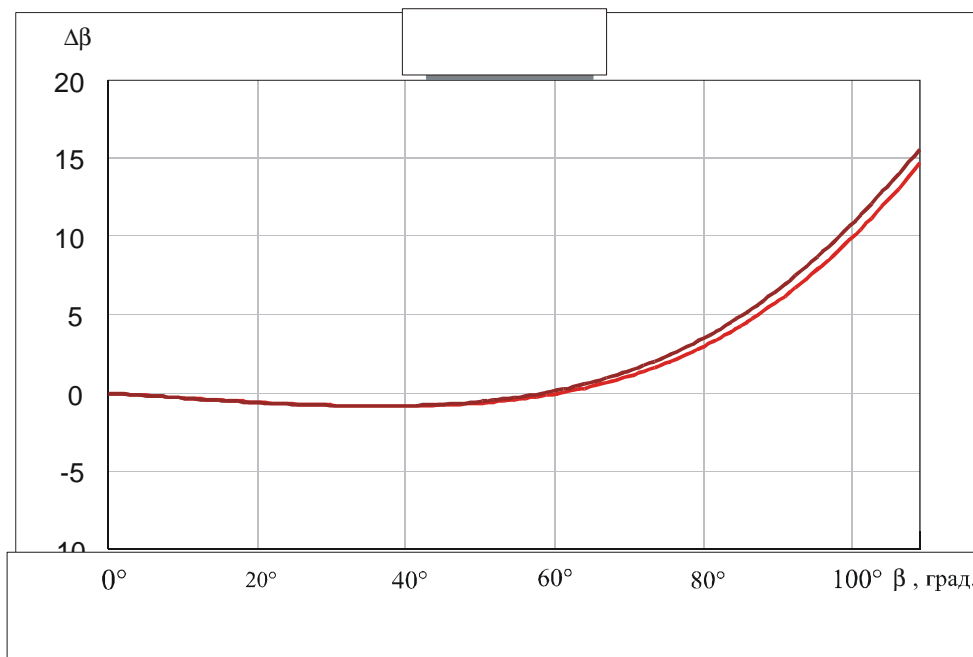


Рис. 10. Фазовые характеристики Т – и П – образных четырехполюсников.

Амплитудные и фазовые характеристики Т – и П – образных одиночных четырехполюсников хорошо совпадают, следовательно они тождественны. Фазовая длина Т – и П – образных одиночных четырехполюсников по сравнению с регулярной линией увеличивается с ростом частоты. Это связано с

тем, что погонные емкости регулярной линии передачи неизменны. В шлейфных четырехполюсниках входная проводимость разомкнутых шлейфов, в точках подключения, равна $Y = i \frac{1}{\rho_2} \operatorname{tg} \beta_2$, т.е. не линейна. Данное обстоятельство можно использовать для корректировки фазовых характеристик в проектируемых устройствах. Отметим также, что при каскадном включении П – образных четырехполюсников проводимости внутренних шлейфов (кроме крайних) удваивается. Так для приведенных выше примеров, проводимости шлейфов Т-образных четырехполюсников равны $Y = i0,006$, то проводимости внутренних шлейфов каскадного соединения П – образных четырехполюсников равны $Y = i0,0094$.

Структуры с разомкнутыми шлейфами могут применяться для замены любого отрезка регулярной линии передачи с любым волновым сопротивлением и с любой электрической длиной. Необходимую электрическую длину и волновое сопротивление, рассмотренных выше структур, синтезировать достаточно просто, меняя, например, только параметры отрезков l_1 и l_2 , а волновое сопротивление соединительных отрезков задать, например, из конструктивных и технологических соображений.

4. Комбинированные шлейфные структуры.

Широкополосные четырехполюсники с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами могут совмещаться между собой, в результате можно получать многочисленные варианты комбинированных шлейфных структур. На рис. 11 приведены три варианта комбинированных шлейфных структур.

На рис. 11а изображен Т – образный широкополосный четырехполюсник с короткозамкнутым шлейфом у которого все отрезки заменены широкополосными структурами с каскадным включением Т - образных разомкнутых шлейфов. На рис. 11б изображен П – образный широкополосный четырехполюсник с короткозамкнутыми шлейфами у которого

последовательных отрезков заменен широкополосным четырехполюсником с Т - образным разомкнутым шлейфом. На рис. 11в изображен П – образный широкополосный четырехполюсник с короткозамкнутыми шлейфами у которого последовательных отрезков заменен широкополосным четырехполюсником с П - образными разомкнутыми шлейфами. Примеры применения комбинированных шлейфных структур приведены, например, работах [8, 9].

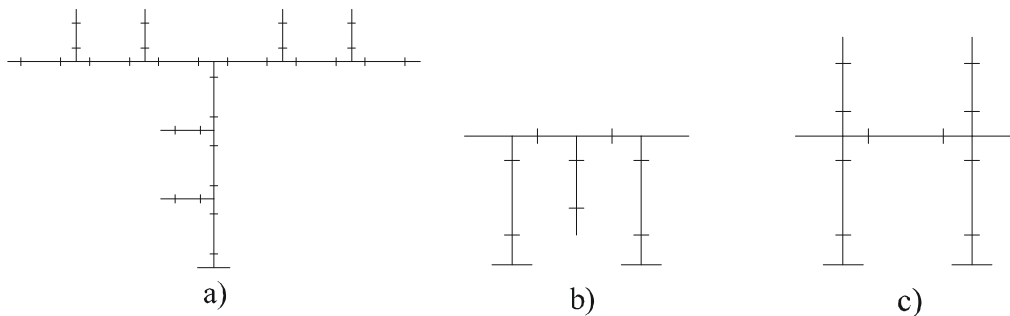


Рис. 11. Варианты четырехполюсников с комбинированными шлейфами.

Выводы:

1. На основе теоремы о каскадном включении реактивных симметричных четырехполюсников проанализированы свойства широкополосных структур с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами.

2. Дана трактовка математической полосы пропускания реактивных симметричных четырехполюсников и ее отличие от физической полосы пропускания.

3. На примере полосового фильтра с чебышевской характеристикой показано, что в физической полосе пропускания сложных четырехполюсников математическая полоса пропускания может иметь полосы заграждения, что приводит к увеличению уровня ослабления и коэффициента отражения при их каскадном включении.

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. 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.

3. 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.

4. 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.

5. 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.

6. 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.

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

8. 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.

9. Петров И.А. Частотные свойства реактивных симметричных четырехполюсников на основе шлейфных структур. // I Всероссийская Микроволновая конференция. Доклады. Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2013. С. 366-369.

10. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ (второе издание). - М.: Связь, 1971. – 388с.