

УДК 621.396.677.73

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ СОГЛАСУЮЩИЙ ПЕРЕХОД РУПОРНОЙ ГРЕБНЕВОЙ АНТЕННЫ ДИАПАЗОНА 1-18 ГГц

Мурашова Юлия Алексеевна

магистрант

Научный руководитель: **Тимофеев Евгений Петрович**

к.т.н., с.н.с., профессор

ФГБОУ ВО «Нижегородский государственный
технический университет им. Р.Е. Алексеева»

Аннотация: Цель исследования – разработка конструкций СШП согласующих переходов рупорных гребневых антенн СВЧ диапазона, обеспечивающих значительное улучшение характеристик антенн и их превосходство перед существующими аналогами.

Научная новизна работы заключается в исследовании и оптимизации электродинамических характеристик СШП согласующего перехода рупорных гребневых антенн с использованием сред моделирования в интерактивном режиме.

В результате разработки и анализа новых технических решений СШП согласующих переходов, улучшены характеристики антенн, сокращено время разработки и уменьшена стоимость изделия.

Ключевые слова: сверхширокополосная (СШП) рупорная антенна; коаксиально-волноводный переход; полоса согласования; экранированная полосковая линия, моделирование.

ULTRA WIDEBAND CONSISTENT TRANSITION OF 1-18GHz BAND ANTENNA RIB

Murashova Yulia Alekseevna

Scientific adviser: **Timofeev Evgeny Petrovich**

Abstract: The purpose of the study is to develop UWB designs of matching transitions of horn crest antennas of the microwave range, which provide a significant improvement in the characteristics of antennas and their superiority over existing analogues.

The scientific novelty of the work consists in the study and optimization of electrodynamic characteristics of the UWP matching transition of horn ridge antennas using simulation media in interactive mode.

As a result of the development and analysis of new technical solutions of UWB matching transitions, antenna characteristics are improved, development time is reduced and product cost is reduced.

Key words: ultra-wideband (UWB) horn antenna; coaxial-waveguide junction; matching band; shielded strip line, modeling.

Одной из основных тенденций развития измерительной аппаратуры, аппаратуры связи и телекоммуникаций, является использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов. При этом ряд важных задач, таких как: излучение и прием сверхкоротких видеоимпульсов и сверхширокополосных сигналов с минимальными искажениями их амплитудных, фазовых и поляризационных характеристик; создание малогабаритных антенных систем, обладающих высокой чувствительностью в сверхшироком диапазоне частот их функционирования; повышение эффективности существующих вариантов антенн посредством качественного улучшения, входящих в их состав элементов, остаются не решенными или решенными не в полной мере.

Для диапазона частот 100МГц-100ГГц и выше широко применяются апертурные рупорные гребневые антенны [1, с. 56-61], имеющие наиболее стабильные характеристики в широком диапазоне сверхвысоких частот. При этом к основным параметрам рупорных гребневых антенн относят их диапазонные свойства (широкополосность) и параметры согласования с питающим трактом.

На рис. 1 представлено устройство разрабатываемой антенны, предназначенной для работы в диапазоне частот от 1,0 до 18 ГГц. Это рупорная гребневая не настраиваемая антенна объединяет в себе рупорный излучатель и плавный согласующий переход от коаксиальной линии к рупорному излучателю.

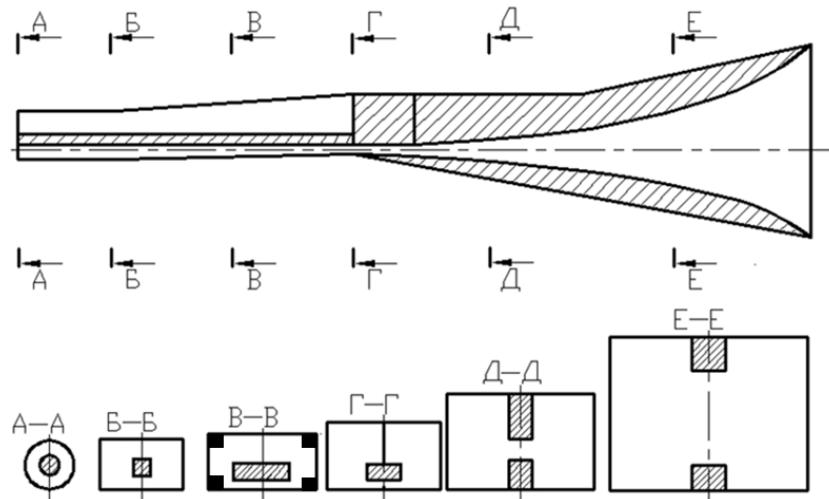


Рис. 1. Устройство рупорной гребневой антенны

Вопрос широкополосного согласования рупорной гребневой антенны с питающим трактом является одним из основных при проектировании СШП антенн. Все СШП рупорные гребневые антенны проектируются на основе сверхширокополосных коаксиально-волноводных переходов, степень отработки которых на стадии проектирования, с учетом технологических особенностей, во многом определяет достижимость высоких метрологических параметров антенн.

В качестве базового варианта сравнения (прототипа) рассматривается серийно выпускаемая антенна П6-23, объединяющая в себе рупорный излучатель и плавный переход, имеющий ряд существенных недостатков (по сравнению с рассматриваемым новым плавным широкополосным переходом), среди которых:

- сложный профиль внешнего экрана согласующего перехода;
- необходимость изготовления дорогостоящей оснастки;
- значительная трудоемкость изготовления СШП переходов;
- высокая стоимость согласующего перехода.

Профили базового и разрабатываемого вариантов плавных переходов представлены на рис. 2.

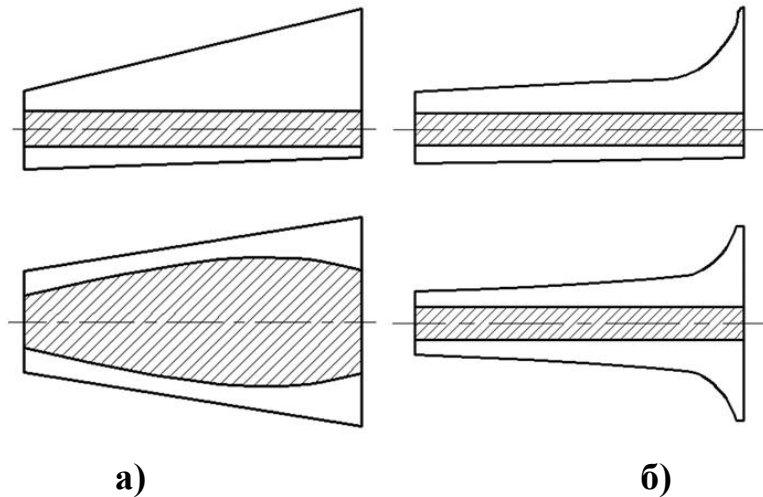


Рис. 2. Профили СШП плавных переходов:
а – разрабатываемый вариант; б – базовый прототип

Поверхность внешнего экрана плавного перехода нового варианта изменяется по линейному закону, что существенно упрощает технологию его изготовления. Профиль внутреннего проводника изменяется по закону, обеспечивающему требуемый уровень согласования. При изготовлении внутреннего проводника, рассчитанного профиля, используется станок с ЧПУ, что значительно технологичнее и дешевле, чем в случае прототипа Пб-23.

Согласующее устройство обеспечивает плавный переход от коаксиальной линии (сечение 7/3, волновое сопротивление 50 Ом) к рупорному излучателю. В плавном переходе коаксиальная линия преобразуется в линию с квадратными внешним экраном и внутренним проводником (сечение Б-Б), переходящую в экранированную линию со смещенным внутренним проводником (В-В).

Экранированная полосковая линия (ЭПЛ), с произвольным расположением внутреннего проводника, рис. 3, является базовой линией для проектирования согласующих переходов рупорных гребневых антенн.

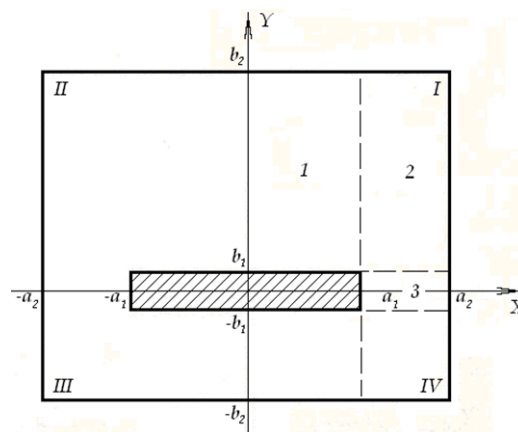


Рис. 3. Поперечное сечение ЭПЛ

Базовым алгоритмом для синтеза широкополосных переходов является алгоритм расчета погонных параметров (волновое сопротивление и емкость) и структуры поля Т-волны, экранированной полосковой линии с произвольным расположением внутреннего проводника. Расчетный алгоритм составлен на основе метода частичных областей. Его точность и достоверность проверены как теоретически, так и экспериментально [2, с. 85-88].

Согласно методики составления алгоритма расчета, каждый квадрант поперечного сечения ЭПЛ разбиваем на три области (рис. 3). Общее решение уравнения Лапласа в выделенных областях для электрического вектора Герца записываем с учетом условия $E_{\tau/S} = 0$, где S - поверхности проводников линии [2, с. 85-88].

Векторы Герца для трех выделенных областей (рис. 3) записываются в виде:

$$P_{z1}^e = \left\{ U_0 \left| \frac{b_2 - y}{d_2} \right| + \sum_{m=1}^{\infty} \left[(A_m \operatorname{ch} \frac{\pi m}{|d_2|} x + A_m^* \operatorname{sh} \frac{\pi m}{|d_2|} x) \sin \frac{\pi m}{|d_2|} (b_2 - y) \right] \right\} e^{-i\omega \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}} \mu \cdot z},$$

$$P_{z2}^e = \left\{ U_0 \left| \frac{a_2 - x}{d_1} \right| \cdot \left| \frac{b_2 - y}{d_2} \right| + \sum_{m=1}^{\infty} C_m \sin \frac{\pi m}{|d_2|} (b_2 - y) \operatorname{sh} \frac{\pi m}{|d_2|} (a_2 - x) + \right.$$

$$\left. + \sum_{n=1}^{\infty} D_n \sin \frac{\pi n}{|d_1|} (a_2 - x) \operatorname{sh} \frac{\pi n}{|d_1|} (b_2 - y) \right\} e^{-i\omega \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}} \mu \cdot z},$$

$$(1)$$

$$P_{z3}^e = \left\{ U_0 \frac{a_2 - x}{d_1} + \sum_{n=1}^{\infty} (B_n \operatorname{ch} \frac{\pi n}{|d_1|} y + B_n^* \operatorname{sh} \frac{\pi n}{|d_1|} y) \sin \frac{\pi n}{|d_1|} (a_2 - x) \right\} e^{-i\omega \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}} \mu \cdot z},$$

где $d_1 = a_2 - a_1$, $d_2 = b_2 - b_1$, $\varepsilon_{\text{эфф}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость, $A_m, A_m^*, B_n, B_n^*, C_m, D_n$ – неизвестные амплитудные коэффициенты.

Амплитудные коэффициенты определяются из решения системы линейных алгебраических уравнений, полученной после реализации граничных условий для касательных составляющих компонент электрического и магнитного полей на границе раздела выделенных частичных областей. Эти граничные условия для первого квадранта (I) имеют вид:

$$\left. \begin{matrix} E_{y1} = E_{y2} \\ H_{y1} = H_{y2} \end{matrix} \right\} (x = a_1); \quad \left. \begin{matrix} E_{x2} = E_{x3} \\ H_{x2} = H_{x3} \end{matrix} \right\} (y = b_1). \quad (2)$$

Реализуя данные граничные условия (2) для касательных компонент поля на границах выделенных областей в остальных трех квадрантах (II, III, IV, с учетом схемы замен) получим систему линейных алгебраических уравнений относительно амплитудных коэффициентов в выделенных областях.

Выражения для компонент поля Т-волны в частичных областях и система линейных алгебраических уравнений, после определения амплитудных коэффициентов, позволяют вычислить компоненты электрического и магнитного полей Т-волны в произвольной точке поперечного сечения согласующего перехода, а так же их погонные параметры - ёмкость и волновое сопротивление.

Выражение для расчёта погонной ёмкости находим из соотношения:

$$C_n = \frac{q_n}{U_0},$$

где U_0 - разность потенциалов между проводниками.

Величина погонного заряда определяется выражением:

$$q_n = 4\varepsilon \left\{ \int_0^{a_1} E_{y1}(y=b_2) dx + \int_{a_1}^{a_2} E_{y2}(y=b_2) dx + \int_0^{b_1} E_{x3}(x=a_2) dy + \int_{b_1}^{b_2} E_{x2}(x=a_2) dy \right\}.$$

$$Cn = 4\varepsilon \left\{ \left[\frac{a_1}{d_2} + \frac{b_1}{d_1} + \frac{1}{2} \left(\frac{d_2}{d_1} + \frac{d_1}{d_2} \right) \right] + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\bar{A}_m}{U_0} \operatorname{th} \frac{\pi m}{d_2} a_1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\bar{B}_n}{U_0} \operatorname{th} \frac{\pi n}{d_1} b_1 + \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\frac{\bar{C}_m}{U_0} \left(\operatorname{cth} \frac{\pi m}{d_2} d_1 - \frac{\cos \pi m}{\operatorname{sh} \frac{\pi m}{d_2} d_1} \right) \right] + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\bar{D}_n}{U_0} \left(\operatorname{cth} \frac{\pi n}{d_1} d_2 - \frac{\cos \pi n}{\operatorname{sh} \frac{\pi n}{d_1} d_2} \right) \right] \right\}. \quad (3)$$

Величина волнового сопротивления для однородно заполненной линии:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0} \frac{\varepsilon}{C_n}}, \quad (4)$$

где $\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi$ Ом - волновое сопротивление свободного пространства.

Результаты численных расчетов погонной емкости и волнового сопротивления по формулам (3) и (4) представлены на рис. 4 а, б.

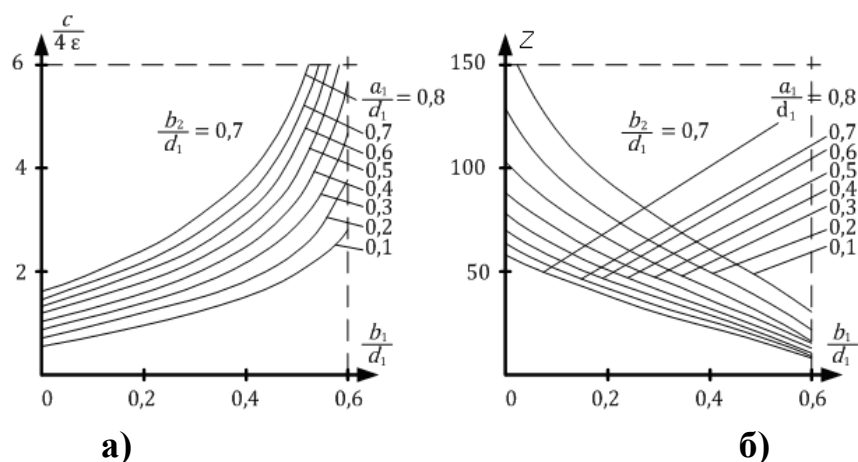


Рис. 4. Погонные параметры: а – емкость; б – волновое сопротивление

Алгоритм и результаты расчета волнового сопротивления ЭПЛ с произвольным расположением внутреннего проводника (на базе которой строится согласующий переход) в дальнейшем используются в математической модели расчета широкополосных согласующих переходов.

Важнейшим вопросам при проектировании широкополосных согласующихся переходов является вопрос расширения частотного диапазона одноволнового режима работы базовой линии.

Существенным недостатком данной конструкции являются ограничение частотного диапазона одноволнового режима работы, вызванное возникновением волн высших типов, первыми из которых являются волны типа H .

В данной работе представлены технические решения, позволяющие уменьшить отмеченный выше недостаток и существенно расширить частотный диапазон.

Расширение этого диапазона возможно как за счет правильного выбора геометрических размеров экранированной полосковой линии, позволяющего повысить критические частоты первых высших типов (H_{01} ; H_{10}) волн, так и за счет их эффективного подавления.

Такая задача избирательного поглощения только волн высших типов решена на основе анализа структуры основной и высших типов волн (рис. 5), и определения места размещения поглощающего материала, его конфигурации и размеров.

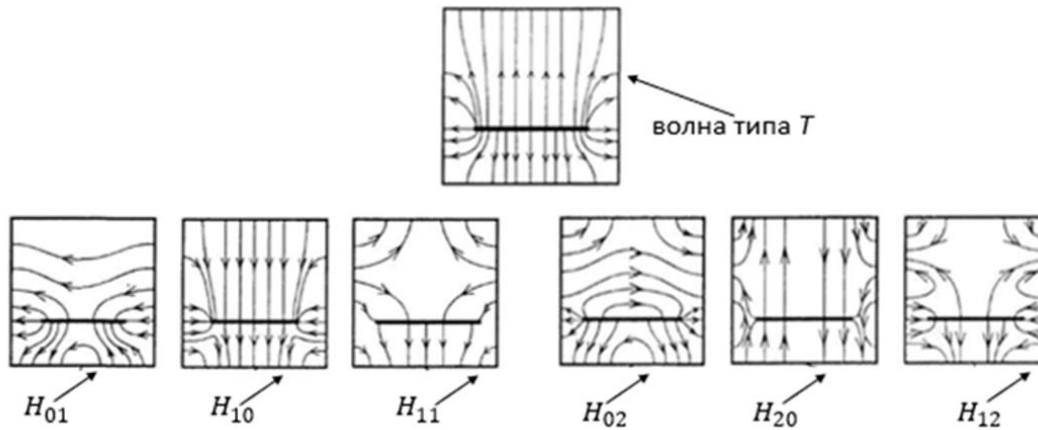


Рис. 5. Структуры электрического поля Т-волны и Н-волн высших типов

Структура поля основной T -волны такова, что электрическое поле имеет максимальное значение вблизи щели и практически отсутствует в углах экрана. Структура поля волн высших типов имеет более сложный вид. Для них характерны вариации электрического поля на металлических поверхностях, образование петель электрического поля при изменении параметров экранированной полосковой линии. Для ряда волн типа H такие петли образуются и в углах экрана, увеличивая тем самым концентрацию электрического поля в этих местах.

Помещенный в эти углы объемный радиопоглощающий материал (РПМ) квадратного сечения, эффективно взаимодействуя с электрическим полем волн высших типов, поглощает их, практически не влияя на распространение основной T -волны. В результате диапазон одноволновой работы ЭПЛ значительно расширяется, увеличиваясь как минимум до 18 ГГц. Экспериментально определено, что при поглотителе с оптимальными размерами затухание основной T -волны увеличивается всего лишь на 5 %, в то время как для H -волн высших типов – в десятки раз, обеспечивая практически их полное подавление.

На рис. 6 представлены графики зависимости ослабления компонент E_y ЭМП T -волны, H_{01} -волны и H_{10} -волны от размеров поперечного сечения РПМ - l_{ipnm}/d_i . Измерения ослабления T -волны проводились на крупномасштабном макете, на частоте 200 МГц, H_{01} -волны - на резонансной частоте 222,5 МГц и H_{10} -волны - на резонансной частоте 347,6 МГц.

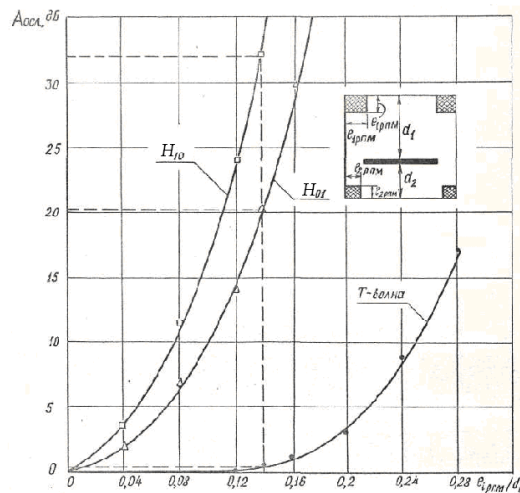


Рис. 6. Зависимости ослабления компонент электрического поля

В соответствии с рис. 6, при выбранной допустимой величине ослабления, компоненты E_y волны T , равной 5% (0,4дБ), размеры поперечного сечения РПМ не должны превышать $l_{irm} \leq 0,14d_i$. При этом, ослабление компоненты E_y волны H_{01} при резонансе H_{01} , составляет порядка 20 дБ и компоненты E_y волны H_{10} , при резонансе H_{10} - порядка 32 дБ.

Результаты измерений частотной зависимости T -волны, H_{01} -волны и H_{10} - волны в ЭПЛ с РПМ позволяют сделать вывод, что РПМ, размещенный во внутренних углах экрана с размерами $l_{irm} \leq 0,14d_i$ не оказывает заметного влияния на T -волну и ее частотную зависимость. Верхняя частота рабочего диапазона ЭПЛ с РПМ может быть увеличена до 18 ГГц.

На рис. 7 представлен алгоритм моделирования согласующего перехода. Задача формулируется следующим образом. Задаются исходные структуры: входное и выходные сечения перехода, перепад волнового сопротивления, частотный диапазон, максимальный коэффициент отражения; рассчитываются параметры базовых элементов: волновые сопротивления линий и задаются директивы на проектирование. Далее составляется формализованное задание, формируя математическую модель, после чего решается задача синтеза конструкции перехода (вычисляется профиль перехода).

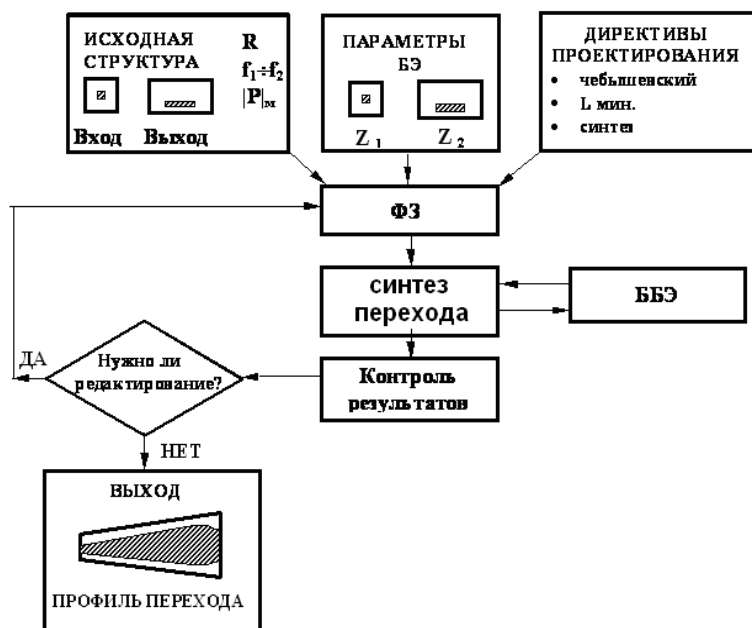


Рис. 7. Алгоритм моделирования согласующего перехода

Разработанный алгоритм моделирования позволяет проводить расчет и проектирование СШП согласующих переходов широкой номенклатуры.

Пример расчета плавного согласующего перехода для рупорной гребневой антенны в рабочем диапазоне частот 1.0ГГц-18.0ГГц.

Таблица 1

Заданные параметры согласования

Верхняя частота диапазона перехода (ГГц)	F1 =	18
Нижняя частота диапазона перехода (ГГц)	F2 =	1
Допуск на рассогласование ($0 < P < 1$)	P =	0.05
Число сечений широкополосного перехода	N =	15
Толщина полоска	2B1 =	2.78

Таблица 2

Размеры входных и выходных сечений

Размеры начального сечения		Размеры конечного сечения	
B2N =	3.5	B2K =	27.81
B21N =	3.5	B21K =	2.19
A2N =	3.5	A2K =	22.5
Ширина полоска 2A1N=	2.78	Ширина полоска 2A1K=	9

Таблица 3

Рассчитанные параметры согласующего перехода

Длина волны на верхней частоте (см)	АН1 =	1.666667
Длина волны на нижней частоте (см)	АН2=	10.000000
Волновое сопротивление входной линии	Z1 =	50.095970
Волновое сопротивление выходной линии	Z2 =	17.802900
Перепад волновых сопротивлений	R =	2.813922
Длина перехода при заданном допуске	L =	4.886904

В табл. 1-3 представлены параметры плавного согласующего перехода рупорной гребневой антенны на базе экранированной полосковой линии.

Таблица 4

Результаты расчета плавного согласующего перехода рупорной гребневой антенны

N	Z	B2	B21	A2	2A1	ZW	F
0	0.00E+00	3.5	3.5	3.5	2.78	50.09597	0.00E+00
1	3.257E-01	5.120667	3.412667	4.766667	4.431147	47.34718	2.288E-05
2	6.515E-01	6.741333	3.325333	6.033333	5.795166	44.65237	3.814E-05
3	9.773E-01	8.362000	3.238000	7.300000	6.898787	41.94439	1.907E-05
4	1.303174	9.982667	3.150667	8.566667	7.787025	39.20138	3.814E-06
5	1.628968	11.60333	3.063333	9.833334	8.523198	36.44408	7.629E-06
6	1.954762	13.22400	2.976000	11.10000	9.161187	33.72467	1.144E-05
7	2.280555	14.84467	2.888667	12.36667	9.725584	31.11055	9.536E-06
8	2.606349	16.46533	2.801333	13.63333	10.20934	28.66727	1.716E-05
9	2.932142	18.08600	2.714000	14.90000	10.58263	26.44516	7.629E-06
10	3.257936	19.70667	2.626667	16.16667	10.80605	24.47187	2.670E-05
11	3.583729	21.32733	2.539333	17.43333	10.84408	22.75058	1.335E-05
12	3.909523	22.94800	2.452000	18.70000	10.67557	21.26278	1.907E-06
13	4.235316	24.56866	2.364667	19.96667	10.29896	19.97329	3.814E-06
14	4.561110	26.18933	2.277333	21.23333	9.731047	18.83647	9.536E-06
15	4.886904	27.81000	2.190000	22.50000	9.000000	17.80290	0.00E+00

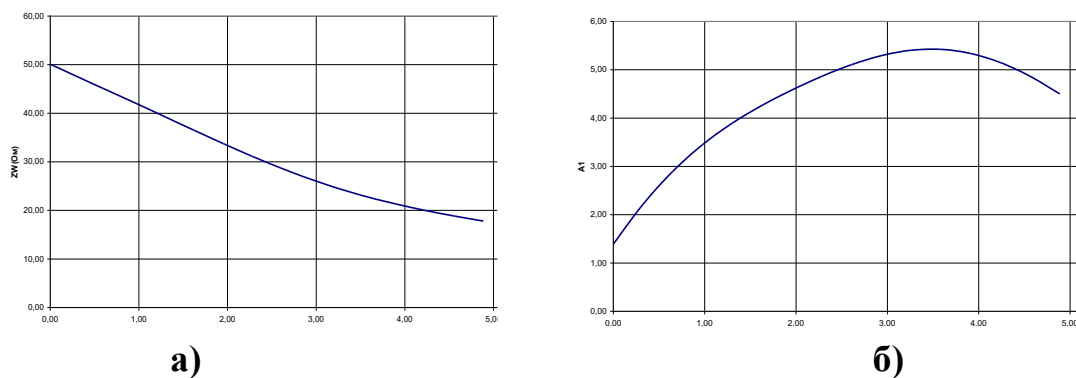


Рис. 8. Профили изменения по длине перехода:
а - волнового сопротивления; б - внутреннего проводника

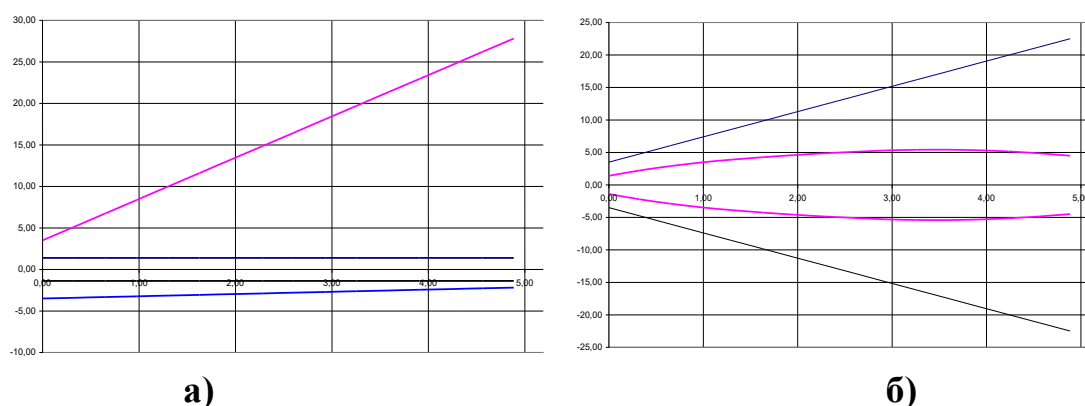


Рис. 9. Сечения перехода: а – вертикальное; б – горизонтальное

СШП рупорной антенны с данным согласующим переходом имеет коэффициент усиления в пределах 5-20 дБ в рабочей полосе частот 1-18 ГГц.

Результаты расчета сверхширокополосных согласующих переходов имеют практическое применение при проектировании СШП рупорных гребневых антенн.

Список литературы

1. Кисиленко К.И., Тимофеев Е.П. Сверхширокополосная рупорная гребневая антенна с частичным диэлектрическим заполнением // Сборник научных трудов : Антенны, Нижний Новгород, 2017. – 56-61с.
2. Аржанов С.Н., Тимофеев Е.П. Расчет погонных параметров экранированных полосковых линий: учебное пособие // Изд. 2-е. – Горький, 1980. – 85-88с.